



Titre: Analyse des performances de réseaux coopératifs à relais multiples
Title:

Auteur: Wael Jaafar
Author:

Date: 2009

Type: Mémoire ou thèse / Dissertation or Thesis

Référence: Jaafar, W. (2009). Analyse des performances de réseaux coopératifs à relais multiples [Master's thesis, École Polytechnique de Montréal]. PolyPublie.
Citation: <https://publications.polymtl.ca/169/>

 **Document en libre accès dans PolyPublie**
Open Access document in PolyPublie

URL de PolyPublie: <https://publications.polymtl.ca/169/>
PolyPublie URL:

Directeurs de recherche: David Haccoun, & Wessam Ajib
Advisors:

Programme: Génie électrique
Program:

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ANALYSE DES PERFORMANCES DE RÉSEAUX COOPÉRATIFS À RELAIS
MULTIPLES

Wael JAAFAR
DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE
ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

MÉMOIRE PRÉSENTÉ EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLÔME DE
MAÎTRISE ÈS SCIENCES APPLIQUÉES
(GÉNIE ÉLECTRIQUE)
NOVEMBRE 2009

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Ce mémoire intitulé :

ANALYSE DES PERFORMANCES DE RÉSEAUX COOPÉRATIFS À RELAIS
MULTIPLES

présenté par : M. JAAFAR Wael, B.Ing.

en vue de l'obtention du diplôme de : Maîtrise ès Sciences Appliquées

a été dûment accepté par le jury constitué de :

M. FRIGON Jean-François, Ph.D., président.

M. HACCOUN David, Ph.D., membre et directeur de recherche.

M. AJIB Wessam, Ph.D., membre et co-directeur de recherche.

M. CARDINAL Christian, Ph.D., membre.

Remerciements

Plusieurs personnes m'ont supporté durant le développement de mon mémoire de maîtrise. Je dédie ces quelques mots d'appréciation à toutes ces personnes :

Mon directeur de recherche, Dr. David HACCOUN, mérite une attention particulière et beaucoup de gratitude. Je le remercie pour l'intérêt qui a porté à mon travail, ses conseils et son inspiration.

Je tiens à remercier chaleureusement mon co-directeur, Dr. Wessam AJIB pour les discussions intéressantes, ses conseils et sa disponibilité tout au long de l'élaboration de mon mémoire. Sans son encouragement et sa motivation, je n'aurais peut être pas eu la chance d'aller si loin dans ma maîtrise.

Tous mes remerciements pour Dr. HACCOUN et Dr. AJIB pour leur dévouement envers mon travail et leur support financier. Je les remercie également de m'avoir ouvert la porte au monde de la recherche. Grâce à leur expérience, j'ai pu publier des articles dans des conférences internationales.

Je dédicace ce mémoire à mes parents, Youssef et Aida qui n'ont jamais arrêté de m'encourager et tout sacrifier pour voir leur enfant étudier dans une des meilleures écoles au monde.

Finalement, tous mes remerciements à mes amis Mariane, Amine, Anne-Frédérique et mes collègues de laboratoire, Olfa, Eric, Ali, Jihed, Bilel, Sana, Marouen et plein d'autres, pour les beaux moments que nous avons passé ensemble durant cette année.

À vous tous, mille mercis !

Résumé

Dans une communication coopérative, des nœuds relais coopèrent conjointement avec un nœud source afin de transmettre ses informations vers sa destination. Ceci permet d'augmenter la fiabilité de la communication lorsque le canal entre la source et la destination est de mauvaise qualité.

Les communications coopératives à plusieurs relais présentent un intérêt grandissant dans le domaine des communications. En effet, la présence de plusieurs relais favorise l'exploitation des propriétés des systèmes MIMO telles le Multiplexage Spatial (SM) et la diversité.

Cependant, plusieurs techniques de communication à relais multiples se limitent au modèle avec des relais à une seule antenne. De plus, les modèles de communication supposent une connaissance parfaite du canal de transmission au récepteur, ce qui ne reflète pas le cas réel d'une transmission sur un canal radio à évanouissements. Finalement, la communication coopérative à sauts multiples (à plusieurs niveaux de relais) a été étudiée partiellement. Les travaux antérieurs se sont limités à des modèles simples de réseau (généralement à deux sauts) et à des transmissions avec codage spatio-temporel unitaire.

Afin de remédier à toutes ces limitations du modèle de communication coopérative à relais multiples, nous développons et analysons des modèles qui intègrent chacune de ces contraintes.

Le premier modèle développé considère des relais à plusieurs antennes exploitant les techniques de transmission *Amplify-and-Forward* (AF) ou bien *Decode-and-Forward* (DF) avec une connaissance parfaite ou imparfaite des canaux de transmissions aux récepteurs. Les relais utilisent un codage spatio-temporel distribué (pour augmenter la diversité) ou le multiplexage spatial distribué (pour accroître le taux de transmission).

Dans le but d'améliorer la fiabilité de la communication à un taux de transmission fixe, nous proposons une technique de communication adaptative décentralisée basée sur la sélection entre le codage spatio-temporel et le multiplexage spatial à une valeur de SNR (rapport signal-à-bruit) donnée.

Enfin, nous développons et analysons le modèle de la communication coopérative

à plusieurs sauts (à plusieurs niveaux de relais) de transmission. Nous développons l'analyse du modèle de communication coopérative avec un nombre de sauts supérieur à trois, où le codage spatio-temporel est utilisé à un ou plusieurs niveaux de relais.

Les résultats des simulations montrent les gains de performances et les comportements (en termes d'erreur) des nouveaux modèles de transmission développés. Ceci nous a permis de comprendre le comportement du réseau coopératif avec les techniques de transmission proposées et d'en extraire les structures de réseau et techniques de transmission offrant les meilleures performances en taux d'erreur binaire.

Abstract

In a cooperative communication system, a set of relay nodes works jointly with a source node in order to forward its information to the destination. This technique permits to increase the reliability of the communication when the direct link is corrupted.

Cooperative communications with multiple relays have an important interest in telecommunications. By the presence of multiple relay nodes, point-to-point MIMO properties such as spatial multiplexing and diversity could be exploited in this new type of communications.

Meanwhile, many cooperation techniques with multiple relays are limited to the model where the relays are single antenna. Moreover, the system models assume a perfect Channel State Information (CSI) at the receiver, which is not the real case for a fading channel. Finally, multi-hop cooperative communication has been treated partially. The authors were limited in their works to double hops networks (generally small number of hops) and to transmissions with space-time coding with unitary code matrices.

In order to rectify these limitations in the system model of cooperative communications with multiple relays, we develop and analyze system models that include each of these constraints.

The first developed system model assumes MIMO relay nodes using AF or DF transmission techniques with a perfect CSI or imperfect CSI at the receivers. The relay nodes exploit distributed space-time coding (to strengthen the communication) or distributed spatial multiplexing (to increase the transmission rate).

To increase the communication reliability at a fixed transmission rate, we propose a decentralized selection technique between space-time coding and spatial multiplexing based on the estimated SNR.

Finally, we develop and analyze the model of a multi-hop cooperative communication. We develop the analysis of the multi-hop (multi-levels) cooperative communication model where the space-time coding is used at one or many relays' levels.

The simulation results show the performance gains and the behaviors (in error rates) of the new developed system models. This help us to understand better the

behavior of the cooperative system using the proposed transmission techniques and then extract the network structure and transmission technique providing the best error rate performances.

Table des matières

Remerciements	iii
Résumé	iv
Abstract	vi
Table des matières	viii
Liste des tableaux	xi
Liste des figures	xii
Liste des notations et symboles	xiv
Chapitre 1 INTRODUCTION	1
Chapitre 2 GÉNÉRALITÉS SUR LES COMMUNICATIONS SANS-FIL	6
2.1 Les bases d'un système de communication	6
2.2 Les contraintes du canal sans-fil	8
2.2.1 Les évanouissements à grande échelle	8
2.2.2 Les évanouissements à petite échelle	9
2.2.3 Bruit, Interférences et autres effets	11
2.2.4 Information sur l'état du canal sans-fil	12
2.2.5 Modèle statistique du canal sans-fil	13
2.3 Les systèmes de communication multi-antennes	16
2.3.1 La diversité temporelle	17
2.3.2 La diversité spatiale	20
2.3.3 Le Multiplexage Spatial	27
2.3.4 Compromis Diversité-Multiplexage Spatial	28
2.4 Conclusion	29

Chapitre 3 SYSTÈMES COOPÉRATIFS : DÉFINITIONS ET REVUE BIBLIO- GRAPHIQUE 30

3.1	Motivations de la communication coopérative	30
3.2	Discussion des différentes techniques de coopé- ration	33
3.2.1	Modélisation du système	33
3.2.2	“Relais Amplify-and-Forward” (AF)	34
3.2.3	“Relais Decode-and-Forward” (DF)	35
3.2.4	Relayage de sélection	37
3.2.5	Codage Coopératif	39
3.3	Conclusion	39

Chapitre 4 ÉVALUATION DES PERFORMANCES DU CODAGE STBC DIS- TRIBUÉ DANS LES RÉSEAUX COOPÉRATIFS À RELAIS MULTIPLES 40

4.1	Modèle du système	41
4.1.1	Modèle du réseau	41
4.1.2	Modèle du canal	42
4.2	Analyse du modèle du réseau coopératif à relais multiples exploitant un codage STBC distribué	43
4.2.1	Relais Amplify-and-Forward	43
4.2.2	Relais Decode-and-Forward	46
4.3	Analyse du modèle de réseau coopératif avec une connaissance impar- faite des canaux aux récepteurs	48
4.3.1	Relais Amplify-and-Forward	48
4.3.2	Relais Decode-and-Forward	48
4.4	Résultats Numériques	49
4.5	Conclusion	55

Chapitre 5 LA TRANSMISSION ADAPTATIVE DANS LE RÉSEAU COOPÉRATIF À RELAIS MULTIPLES 56

5.1	Modèle du système	57
5.1.1	Modèle du réseau	57
5.1.2	Modèle du canal	57
5.2	Analyse des modes de transmission dans un réseau coopératif à relais multiples	58
5.2.1	Le Multiplexage Spatial	58

5.2.2	Codage Alamouti distribué	61
5.3	La sélection décentralisée basée sur l'estimation du SNR	64
5.4	Résultats Numériques	65
5.5	Conclusion	68
Chapitre 6 ÉVALUATION DES PERFORMANCES DU CODAGE STBC DIS- TRIBUÉ DANS LES RÉSEAUX SANS-FIL MULTI-SAUTS À RELAIS MUL- TIPLES		69
6.1	Modèle du système	70
6.1.1	Modèle du réseau	70
6.1.2	Modèle du canal	72
6.2	Analyse du modèle du réseau coopératif multi-saut à relais multiples exploitant un codage STBC distribué	73
6.2.1	Modèle du réseau à relais multiples à trois sauts	73
6.2.2	Modèle du réseau à L sauts	78
6.3	Résultats Numériques	83
6.4	Conclusion	87
Chapitre 7 CONCLUSION ET SUGGESTIONS DE TRAVAUX FUTURS .		89
7.1	Bilan de la recherche réalisée	89
7.2	Améliorations et suggestions de travaux futurs	90
Références		92

Liste des tableaux

TABLEAU 2.1	Comparaison en termes de diversité et de degrés de liberté des différents schémas de transmission dans un système MIMO 2×2	29
TABLEAU 4.1	Configuration du réseau	42

Liste des figures

FIGURE 2.1	Schéma d'une chaîne de transmission	7
FIGURE 2.2	Schéma illustrant la propagation multi-trajet	10
FIGURE 2.3	La distribution Rayleigh	15
FIGURE 2.4	La distribution Rice	16
FIGURE 2.5	Comparaison entre la transmission sans entrelacement et la transmission avec entrelacement	18
FIGURE 2.6	Probabilité d'erreur en fonction du rapport signal-à-bruit pour différentes valeurs de L	20
FIGURE 2.7	Performances de la diversité à la réception en fonction du nombre d'antennes au récepteur	23
FIGURE 2.8	Schéma de la stratégie d'émission Alamouti dans un système MISO 2×1	25
FIGURE 3.1	Modèles de la communication coopérative : (a) Relais classique, (b) Multi-relais, (c) Relais multi-accès	32
FIGURE 3.2	Comparaison en terme de BER des techniques de coopération AF et DF	36
FIGURE 3.3	Comparaison entre une transmission non-coopérative et une transmission coopérative	38
FIGURE 4.1	Modèle du réseau coopératif à relais multiples	41
FIGURE 4.2	Taux d'erreur binaire du réseau coopératif à relais AF multiples avec codage spatio-temporel distribué (modulation BPSK) . .	51
FIGURE 4.3	Taux d'erreur binaire du réseau coopératif à relais DF multiples avec codage spatio-temporel distribué (modulation BPSK) . .	51
FIGURE 4.4	Taux d'erreur binaire du réseau coopératif à relais AF multiples avec codage spatio-temporel distribué, Config.3, $\sigma_e^{k,d^2} = 0.01$.	53
FIGURE 4.5	Taux d'erreur binaire du réseau coopératif à relais AF multiples avec codage spatio-temporel distribué, Config.3, $\sigma_e^{s,k^2} = 0.01$.	53
FIGURE 4.6	Taux d'erreur binaire du réseau coopératif à relais DF multiples avec codage spatio-temporel distribué, Config.3, $\sigma_e^{k,d^2} = 0.01$.	54

FIGURE 4.7	Taux d'erreur binaire du réseau coopératif à relais DF multiples avec codage spatio-temporel distribué, Config.3, $\sigma_e^{s,k^2} = 0.01$	54
FIGURE 5.1	Modèle du réseau coopératif à 2 relais - Le Multiplexage Spatial	59
FIGURE 5.2	Modèle du réseau coopératif à 2 relais - Alamouti	61
FIGURE 5.3	Le taux d'erreur binaire pour des relais AF	66
FIGURE 5.4	Le taux d'erreur binaire pour des relais DF	67
FIGURE 6.1	Modèle du réseau coopératif à L sauts	71
FIGURE 6.2	Modèle du réseau coopératif à L+1 sauts	80
FIGURE 6.3	Taux d'erreur binaire pour un réseau coopératif à 4 sauts à relais multiples	84
FIGURE 6.4	Taux d'erreur binaire pour un réseau coopératif à 3 sauts et un codage Alamouti distribué sur le 1 ^{er} niveau de relais seulement	85
FIGURE 6.5	Taux d'erreur binaire pour un réseau coopératif à 3 sauts et un codage QOSTBC 4×4 distribué sur le 1 ^{er} niveau de relais seulement	86
FIGURE 6.6	Taux d'erreur binaire pour un réseau coopératif à L sauts et un codage Alamouti au 1 ^{er} niveau de relais seulement	87
FIGURE 6.7	Taux d'erreur binaire pour un réseau coopératif à L sauts et un codage QOSTBC 4×4 au 1 ^{er} niveau de relais seulement	88

Liste des notations et symboles

NOTATIONS

<i>ACK</i>	Acknowledgement (Accusé de réception positif)
<i>NACK</i>	Negative Acknowledgement (Accusé de réception négatif)
<i>AF</i>	Amplify-and-Forward
<i>DF</i>	Decode-and-Forward
<i>AWGN</i>	Additive White Gaussian Noise (Bruit blanc additif Gaussien)
<i>BER</i>	Bit Error Rate (Taux d'erreur binaire)
<i>BPSK</i>	Binary Phase Shift Keying
<i>QPSK</i>	Quadrature Phase Shift Keying
<i>PSK</i>	Phase Shift Keying
<i>QAM</i>	Quadrature Amplitude Modulation
<i>CRC</i>	Cyclic Redundancy Check
<i>CSI</i>	Channel State Information (Information sur l'état du canal)
<i>i.i.d</i>	independent identically distributed (indépendants et identiquement distribués)
<i>LOS</i>	Line-Of-Sight
<i>MRC</i>	Maximum-Ratio-Combining
<i>MIMO</i>	Multiple-Input-Multiple-Output
<i>MISO</i>	Multiple-Input-Single-Output
<i>SIMO</i>	Single-Input-Multiple-Output
<i>SISO</i>	Single-Input-Single-Output
<i>SM</i>	Spatial Multiplexing (Multiplexage Spatial)
<i>SNR</i>	Signal-to-Noise Ratio (Rapport Signal-à-Bruit)
<i>STBC</i>	Space-Time Block Coding (Codage spatio-temporel en blocs)
<i>OSTBC</i>	Orthogonal Space-Time Block Coding (STBC orthogonal)
<i>QOSTBC</i>	Quasi-Orthogonal Space-Time Block Coding (STBC quasi-orthogonal)
<i>V-BLAST</i>	Vertical Bell Laboratories Layered Space Time
<i>ZMCSCG</i>	Zero Mean Circularly Symmetric Complex Gaussian
$ a $	Norme absolue de a

$E\{a\}$	Espérance mathématique de a
$\mathbf{A}_{n,m}$	Matrice \mathbf{A} de dimensions $n \times m$
$\mathbf{O}_{n,m}$	Matrice de '0's de dimensions $n \times m$
\mathbf{O}_n	Matrice de '0's de dimensions $n \times n$
\mathbf{I}_n	Matrice identité de dimensions $n \times n$
$\bar{\mathbf{A}}$	Conjuguée de la matrice \mathbf{A}
\mathbf{A}^*	Conjuguée transpose de la matrice \mathbf{A}
\mathbf{A}^t	Transpose de la matrice \mathbf{A}
$\tilde{\mathbf{A}}$	Estimée de la matrice \mathbf{A}
$\ \mathbf{A}\ _F$	Norme Frobinus de la matrice \mathbf{A}
$N(m, \sigma^2)$	Processus aléatoire Gaussien à éléments réels de moyenne m et variance σ^2
$CN(m, \sigma^2)$	Processus aléatoire Gaussien à éléments complexes de moyenne m et variance σ^2

SYMBOLES

Chapitre IV

$\mathbf{A}_i^k, \mathbf{B}_i^k$	Matrices du code STBC associées à l' i^{ieme} antenne du k^{ieme} relais
d	La diversité
$\mathbf{D}, \mathbf{D}^{DF}$	Matrices des signaux reçus à la destination ($L_d \times T$)
$\mathbf{h}^{s,k}$	Vecteur des gains du canal source- k^{ieme} relais ($M_k \times 1$)
$\mathbf{H}^{k,d}$	Matrice des gains du canal k^{ieme} relais-destination
$\Delta \mathbf{h}^{s,k}$	Vecteur des erreurs d'estimation du canal source- k^{ieme} relais
$\Delta \mathbf{H}^{k,d}$	Matrice des erreurs d'estimation du canal k^{ieme} relais-destination
K	Nombre de relais
L	La somme des antennes des antennes de tous les relais
L_s	Nombre d'antennes à un nœud source MIMO
L_d	Nombre d'antennes au nœud destination
M_k	Nombre d'antennes au relais k
$\mathbf{N}^{s,k}, \mathbf{N}^{k,d}$	Matrices du bruit AWGN au k^{ieme} nœud relais et à la destination respectivement ($M_k \times T, L_d \times T$)
P	Puissance d'émission sur chaque phase de transmission sur une phase
\mathbf{R}^k	Matrice des signaux reçus au k^{ieme} relais ($M_k \times T$)
\mathbf{s}	Vecteur des symboles transmis par le nœud source

$\tilde{\mathbf{s}}^{k,DF}$	Vecteur des symboles estimés au k^{ieme} nœud relais
$\tilde{\mathbf{s}}, \tilde{\mathbf{s}}^{DF}$	Vecteur des symboles estimés au nœud destination
T	Nombre de périodes symbole de transmission
$\mathbf{X}^k, \mathbf{X}^{k,DF}$	Matrices des signaux envoyés par le k^{ieme} relais

Chapitre V

$\mathbf{A}^k, \mathbf{B}^k$	Matrices du code Alamouti associées au k^{ieme} relais
$\mathbf{D}, \mathbf{D}^{DF}$	Matrices des signaux reçus à la destination ($L_d \times T_2$)
g_k, g_k^{DF}	Gains d'amplification du signal au relais k
$h^{s,k}$	Gain du canal source- k^{ieme} relais
$\mathbf{h}^{k,d}$	Vecteur des gains du canal k^{ieme} relais-destination
K	Nombre de relais
L_d	Nombre d'antennes au nœud destination
$\mathbf{n}^{s,k}, \mathbf{N}^d$	Vecteur et matrice de bruit AWGN au nœud relais et à la destination respectivement
P_1, P_2	Puissances d'émission du nœud source et chacun des nœuds relais respectivement
R	Taux de transmission (en bits/période symbole)
\mathbf{r}^k	Vecteur des signaux reçus au k^{ieme} relais ($1 \times T$)
\mathbf{s}^k	Vecteur des symboles transmis par le nœud source et reçus au k^{ieme} relais
T_1, T_2	Nombre de périodes symbole de transmission sur la phase de diffusion et la phase de relais
$\mathbf{x}^k, \mathbf{x}^{k,DF}$	Vecteurs des signaux transmis par le k^{ieme} relais ($1 \times T_2$)

Chapitre VI

α	Exposant de la perte en puissance en fonction de la distance (<i>path loss</i>)
Ω	Ensemble des niveaux de relais exploitant un codage STBC distribué
$\mathbf{A}_i^{(l)}, \mathbf{B}_i^{(l)}$	Matrices du code STBC associées à l' i^{ieme} relais du l^{ieme} niveau de relais
c_i	facteur de normalisation sur le i^{ieme} saut garantissant l'égalité de l'énergie à chaque saut du réseau
$d_{s,d}$	La distance entre le nœud source et le nœud destination
$d_{s,i}$	La distance entre le nœud source et le i^{ieme} relais sur le 1^{er} niveau de relais
$d_{i,j}^{(l)}$	La distance entre le i^{ieme} nœud relais sur le $(l-1)^{ieme}$ niveau et le j^{ieme} nœud relais sur le l^{ieme} niveau

$d_{j,d}$	La distance entre le j^{ieme} nœud relais sur le $(L - 1)^{ieme}$ niveau et la destination
$\mathbf{D}^{(L)}$	Matrice des signaux reçus à la destination après L sauts
$h_{s,i}$	Gain du canal source- i^{ieme} relais sur le 1 ^{er} niveau
$h_{i_k,j_k}^{(k)}$	Gain du canal i_k^{ieme} relais du $(k - 1)^{ieme}$ niveau- j_k^{ieme} relais du k^{ieme} niveau
$\mathbf{h}_{i_L}^{(L)}$	Gain du canal i_L^{ieme} relais du $(L - 1)^{ieme}$ niveau-destination
$\mathbf{H}^{(L)}$	Canal équivalent à la destination après L sauts
K	Nombre de relais dans tout le réseau
K_l	Nombre total des relais sur le l^{ieme} niveau
L	nombre de sauts dans le réseau ($L - 1$ niveaux de relais)
L_d	Nombre d'antennes au nœud destination
P_l, P	Puissances d'émission sur la l^{ieme} phase de transmission et du système respectivement
$\mathbf{S}^{(L)}$	Matrice des symboles équivalente à la destination après L sauts
T_l	Nombre de périodes symbole de transmission sur la l^{ieme} phase et la phase de diffusion ($l = 1, \dots, L$)
$\mathbf{v}_i^{(l)}$	Vecteur du bruit AWGN à l' i^{ieme} nœud relais du l^{ieme} niveau
$\mathbf{W}^{(L)}$	Bruit accumulé à la destination après L sauts

Chapitre 1

INTRODUCTION

Une demande accrue des applications de communication sans-fil a généré un développement significatif des réseaux sans-fil, en particulier plusieurs générations des réseaux cellulaires gourmands en ressources de voix et de données et plus récemment les réseaux *Ad-hoc*. L'équipement radio et les services sans-fil évoluent pour devenir plus efficaces et moins coûteux pour ses usagers grâce aux travaux et études des chercheurs et des experts qui comprennent mieux l'environnement du canal de transmission et généralement les communications multi-usager. Par contre, comparé aux communications filaires, nous débutons de comprendre les limites fondamentales des performances des réseaux sans-fil et les méthodes pratiques pour s'en approcher. De plus, vu leur impact grandissant dans la société, les communications sans-fil demeurent un important sujet de recherche.

La diversité coopérative

Le canal sans-fil offre plusieurs opportunités pour améliorer les performances de la communication sans-fil (fiabilité, débit, . . .). Les systèmes MIMO fournissent un gain de performances supplémentaire par le biais du codage spatio-temporel ou bien par celui du multiplexage spatial.

Dans ce mémoire, nous proposons d'étudier la communication coopérative à relais multiples exploitant un codage spatio-temporel distribué afin d'augmenter la fiabilité de la transmission. Nous développons ce modèle en contraste avec le modèle courant qui suppose que les relais possèdent une seule antenne. Nous introduisons aussi l'hypothèse de la connaissance imparfaite du canal aux récepteurs (aux nœuds relais et/ou à la destination).

Les transmissions adaptatives

À un taux de transmission fixe, les systèmes MIMO présentent des performances différentes, en termes de taux d'erreur, entre le codage spatio-temporel et le multiplexage spatial. Plusieurs protocoles de sélection entre ces deux techniques de transmission ont été proposés afin de garantir le meilleur taux d'erreur dans une trans-

mission point-à-point. Les techniques de sélection peuvent être classées en deux catégories : Les techniques centralisées, basées sur une décision au récepteur transmise par un lien de retour vers le ou les émetteurs. Les méthodes décentralisées basées sur une prise de décision aux émetteurs. Dans ce cas, la décision de chaque émetteur est indépendante de celles prises par les autres émetteurs.

Nous proposons d'adapter une technique de sélection décentralisée au cas du réseau coopératif à plusieurs relais. Nous développons un modèle de réseau qui prend en compte la sélection entre le codage spatio-temporel Alamouti et le multiplexage spatial afin de minimiser l'erreur sur la transmission.

Les réseaux coopératifs à sauts multiples (à plusieurs niveaux de relais)

Bien que les réseaux en multi-saut ressemblent à une série de transmissions point-à-point en chaîne, l'introduction de la coopération dans les réseaux à sauts multiples et à relais multiples altère cette définition. En effet, ce type de transmission présente des communications entre des niveaux de relais, où les relais sur chaque niveau sont indépendants. De plus, le codage spatio-temporel est utilisé sur un ou plusieurs niveaux d'une manière distribuée. Par conséquent, une analyse de la fiabilité s'impose afin de déterminer la meilleure structure du réseau à sauts multiples qui minimise l'erreur sur la transmission.

Motivations

De nombreux travaux sur les communications coopératives ont conduit au développement de plusieurs techniques de transmission. Les auteurs de (Laneman *et al.*, 2004) ont proposé une variété de protocoles simples pour une paire de nœuds relais dans les réseaux *ad hoc*. Ils ont analysé la probabilité de blocage (*outage probability*) de ces protocoles en mettant l'accent sur les coûts de puissance et de bande passante associée. Dans (Hua *et al.*, 2003), les auteurs ont implémenté le code Alamouti dans un réseau à plusieurs relais. Leurs résultats de simulation montrent que la diversité du système est égale à 2 (pour des grandes valeurs de taux de transmission). Dans (Jing et Jafarkhani, 2007), les auteurs ont proposé des nouveaux modèles de codage spatio-temporel distribué à partir de codes orthogonaux et quasi-orthogonaux pour un réseau à relais multiples. Ils ont démontré que ces modèles implémentés avec un relayage AF permettent d'atteindre une diversité plus élevée que la technique "selection DF" avec plusieurs relais. L'étude théorique de la diversité pour le codage spatio-temporel distribué a été établie dans (Jing et Hassibi, 2005).

Dans ce mémoire, nous étudions les performances, en termes de taux d'erreur bi-

naire, d'un système de communication coopérative à relais multiples et à plusieurs antennes exploitant un codage spatio-temporel distribué avec des relais AF ou DF. Nous considérons également plusieurs configurations de réseaux avec différents nombres de relais et différents nombres d'antennes par relais. Nous analysons ensuite l'effet de la connaissance imparfaite de l'état du canal de transmission aux récepteurs sur la fiabilité de la communication (Jaafar *et al.*, 2009b).

Dans un deuxième temps, nous nous intéressons à la sélection adaptative entre le codage spatio-temporel et le multiplexage spatial dans un réseau coopératif à plusieurs relais. En effet, plusieurs protocoles développés permettent d'augmenter la diversité de la communication ((Laneman *et al.*, 2004), (Hua *et al.*, 2003), (Jing et Jafarkhani, 2007), (Jing et Hassibi, 2005)). Dans (Kim et Cherukuri, 2005), les auteurs présentent une approche de coopération basée sur le multiplexage spatial (appelée *Cooperative-SM*). Ils ont analysé le taux d'erreur binaire et l'efficacité spectrale en les présentant comme des fonctions qui dépendent des tailles des constellations des modulations utilisées à la source et aux relais, le nombre des relais et leurs localisations. Ils ont montré aussi que *Cooperative-SM* est intéressant pour des transmissions à des débits élevés.

D'autres protocoles qui combinent les bienfaits de la diversité et du multiplexage spatial ont été introduit initialement aux systèmes MIMO. Les auteurs de (Heath et Paulraj, 2005) ont déterminé analytiquement un critère de sélection entre la codage spatio-temporel et le multiplexage spatial dans les systèmes MIMO point-à-point avec une information transmise sur un lien de retour (*feedback*). Ce protocole garantit un taux d'erreur minimal pour toute réalisation du canal. Dans (Oyman et Xue, 2007), les auteurs proposent des nouveaux algorithmes de sélection d'antennes, de modulation et de sélection entre la diversité et le multiplexage spatial dans les réseaux coopératifs à relais multiples. Ils ont établi analytiquement que leur technique de sélection entre la diversité et le multiplexage spatial à un taux de transmission fixe (inspiré du travail des auteurs de (Heath et Paulraj, 2005)) permet d'atteindre des performances équivalentes à celles des systèmes MIMO.

Dans notre projet, nous proposons une technique simple pour choisir entre la diversité et le multiplexage spatial dans un réseau coopératif à relais multiples. Nous analysons les performances d'erreur de cette technique et les comparons aux performances de la technique présentée dans (Oyman et Xue, 2007) (plus de détails sur cette partie dans (Jaafar *et al.*, 2009a)).

La communication coopérative à sauts multiples a été étudiée en partie. Les auteurs de (Zhang *et al.*, 2006) ont proposé la communication en multi-sauts dans un réseau à relais multiples exploitant le multiplexage spatial. Ils ont montré que des relais AF permettent d'améliorer les performances d'erreur et d'économiser de l'énergie pour tout le système. Dans (Oggier et Hassibi, 2008), les auteurs ont déterminé une technique de génération systématique de codes spatio-temporels distribués pour les réseaux coopératifs à relais multiples avec des matrices de codage unitaires. Ils ont déterminé également quand il est intéressant de considérer un codage distribué et ont étudié la diversité de tels systèmes.

Dans notre mémoire, nous développons l'analyse du modèle général de réseaux coopératifs à relais multiples à plusieurs sauts. Nous analysons les performances, dans le sens de la performance d'erreur pour différents nombres de relais, de sauts et de niveaux de relais exploitant un code spatio-temporel distribué (Jaafar *et al.*, 2010).

Contributions

Les contributions apportées par ce travail de recherche sont les suivantes :

- Élaboration du modèle de réseau coopératif à relais MIMO multiples.
- Analyse des performances d'erreur de ce modèle pour une connaissance parfaite ou imparfaite des canaux aux récepteurs (nœuds relais et destination).
- Mise en œuvre d'un protocole de sélection décentralisée entre Alamouti et le multiplexage spatial dans un réseau coopératif à deux relais.
- Analyse des performances d'erreur de ce protocole et comparaison avec la technique de sélection centralisée.
- Développement du modèle général de réseaux coopératifs à relais multiples à plusieurs sauts.
- Analyse des performances d'erreur de ce modèle pour différents nombres de relais, de sauts, et de relais exploitant un code spatio-temporel distribué.

Organisation du mémoire

Le mémoire est organisé de la manière suivante. Chapitre II présente les différentes composantes d'un système de communication sans-fil. Nous mettons l'accent dans ce chapitre sur les propriétés des systèmes MIMO utiles pour les communications coopératives (antennes multiples, diversité et multiplexage spatial). Dans le chapitre III, nous définissons la notion de communication coopérative. Nous y présentons également les différents protocoles de communication (*AF*, *DF*, le relayage de sélection et le codage coopératif). Dans le chapitre IV, nous présentons et analysons notre

modèle de réseau coopératif à plusieurs relais et à plusieurs antennes. Nous détaillons le modèle pour les protocoles de coopération AF et DF. Ensuite, nous évaluons par simulation leurs performances, en termes d'erreur, pour une connaissance imparfaite des canaux de transmission aux récepteurs. Le chapitre V présente une mise en oeuvre de la technique de sélection entre la diversité et le multiplexage spatial proposée pour le réseau coopératif à relais multiples. Dans le chapitre VI, nous étendons le codage spatio-temporel distribué présenté dans le chapitre III au cas d'un réseau à sauts multiples. Ainsi, nous développons l'analyse du modèle de réseau à plusieurs sauts et évaluons ses performances pour des relais AF. Finalement, une conclusion englobe les résultats importants et présente les nouvelles perspectives de recherche dans le domaine des communications coopératives à relais multiples.

Chapitre 2

GÉNÉRALITÉS SUR LES COMMUNICATIONS SANS-FIL

Dans ce chapitre, nous rappelons certaines notions de base d'un système de communication sans-fil. Nous présentons la chaîne de transmission numérique, particulièrement le canal sans-fil et ses caractéristiques. Dans une seconde partie, nous présentons un aperçu sur les communications MIMO et les propriétés qui y sont rattachées.

2.1 Les bases d'un système de communication

Un système de communication permet de transmettre de l'information numérique d'une source (qui génère l'information) à une ou plusieurs destinations (communication point-à-point ou point-multi-point)(Papoulis, 2001). Les signaux transmis sont sous une forme numérique, ou bien analogique à l'origine, mais numérisés à une certaine étape (opérations d'échantillonnage et de quantification).

Afin d'augmenter la fiabilité de la transmission, chaque signal est représenté par une séquence de bits qui, idéalement, doit être la moins redondante possible. En effet, un codage à la source permet d'effectuer des opérations de compression de données (ex : suppression des bits insignifiants) minimisant ainsi la largeur de bande à utiliser. Dans notre travail, nous considérons que la source d'information est idéale, c'est-à-dire que chaque symbole binaire émis représente un bit d'information.

Étant donné que le canal de transmission n'est pas parfait, des perturbations peuvent altérer le signal transmis. Une solution sera d'utiliser un codage correcteur d'erreur (ex : codage convolutionnel, codage en blocs, etc.). D'une façon générale, le codage correcteur d'erreur consiste à introduire d'une manière contrôlée des bits de redondance dans la séquence des bits d'information. La destination, connaissant le codage de canal utilisé, est capable de corriger les erreurs survenues lors de la trans-

mission. Cette technique augmente la fiabilité de la communication mais également la largeur de bande requise. Cet aspect n'est pas considéré dans notre travail.

Une fois que la séquence de bits à transmettre est prête (après le codage source et le codage canal), elle doit être adaptée au médium physique de transmission. Cette opération, appelée modulation, consiste à associer un signal particulier à une séquence particulière de bits. Les modulations souvent rencontrées dans ce qui suit sont les modulations M-PSK (*Phase Shift Keying*) et M-QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*).

Le signal résultant est enfin transmis dans le canal. Ce signal est corrompu en raison de l'atténuation et de la distorsion par plusieurs facteurs tels que le bruit, les interférences et le délai. À la réception, toutes les opérations effectuées à la source retrouvent un équivalent. Par conséquent, les signaux reçus sont démodulés puis les séquences de bits décodées afin de retrouver la séquence de bits d'information originellement envoyée.

La figure 2.1 illustre un système de communication avec les opérations décrites ci-haut (prise de Haccoun (2008b)).

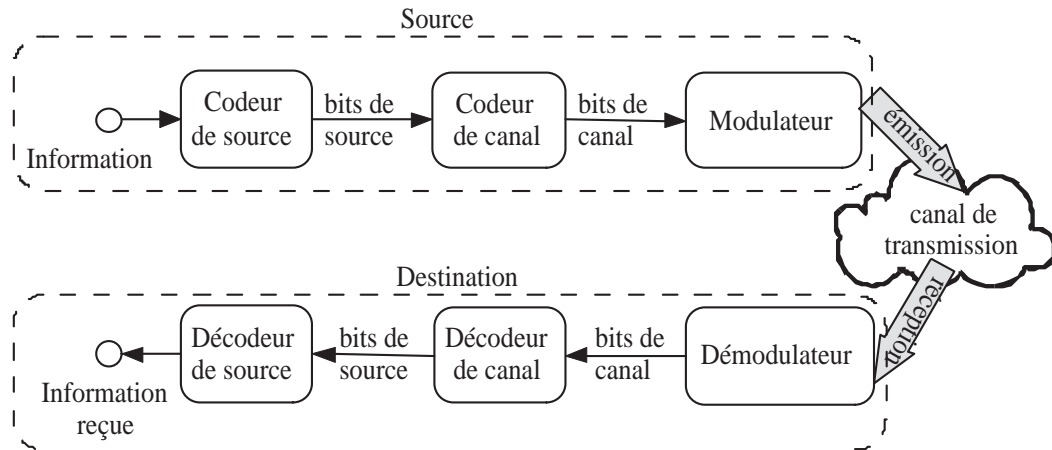


FIGURE 2.1 Schéma d'une chaîne de transmission

2.2 Les contraintes du canal sans-fil

Le canal est la composante la plus importante du système de communication et également la plus controversée. En effet, le canal présente des distorsions aléatoires et incontrôlables comme les interférences, le bruit, l'atténuation avec la distance et les délais. Dans ce qui suit, nous décrivons les facteurs de distorsion les plus importants et nous fournissons leurs expressions mathématiques à utiliser dans nos modèles de canaux.

2.2.1 Les évanouissements à grande échelle

Les communications sans-fil sont sévèrement dégradées par les effets de la propagation. Un signal émis par une antenne se propage dans toutes les directions (antenne omnidirectionnelle) ou si l'antenne est directive, dans des directions plus restreintes. Le signal propagé subit des réflexions, des réfractions, et des diffusions sur des objets présents dans l'environnement de propagation. Ces objets peuvent être des bâtiments, des arbres ou des voitures dans le milieu extérieur (*outdoor*) et des murs, des meubles ou des personnes dans le milieu intérieur (*indoor*).

La propagation sur des longues distances atténue la puissance du signal, un effet que nous appelons la perte en puissance du signal en fonction de la distance (*path-loss*). Pour cela, un récepteur observe plusieurs versions atténuées et retardées du signal transmis, et bruitées par le bruit blanc additif interne du récepteur et autres formes d'interférences.

Un modèle idéal de propagation a été présenté par Jakes (Jakes, 1974) :

$$P_r = P_t \left(\frac{\lambda_c}{4\pi d} \right)^2 G_t G_r, \quad (2.1)$$

où P_t et P_r sont les puissances d'émission et de réception respectivement. λ_c est la longueur d'onde. G_t et G_r sont les gains de puissance des antennes d'émission et de réception respectivement et d est la distance qui les sépare. Cette équation est également connue sous le nom de équation de Friis (Feher, 1995). Dans un environnement cellulaire, le trajet principal est accompagné d'un trajet réfléchi qui peut interférer de manière constructive ou destructive avec ce dernier. La puissance de

réception est alors approximée par :

$$P_r = P_t \left(\frac{h_t h_r}{d^2} \right)^2 G_t G_r, \quad (2.2)$$

où h_t et h_r sont les hauteurs des antennes d'émission et de réception respectivement. Sous l'hypothèse $d^2 \gg h_t h_r$, l'atténuation du signal en termes de puissance est inversement proportionnelle à d^4 . Dans un environnement réel, l'exposant de d varie entre 2.5 et 6 et dépend directement du terrain, les constructions et la végétation dans l'environnement de propagation. Plusieurs modèles empiriques de *path loss* ont été développés, en particulier ceux de Okumura, Hata, COST-231 et les modèles de Erceg (Okumura. *et al.* (1968), Hata et Nagatsu (1980), 119-REV2 (WG2), Erceg *et al.* (1999)).

Par ailleurs, l'atténuation à grande échelle peut être causée par l'effet d'ombrage obtenu en moyennant sur les fluctuations locales d'un signal à variations rapides. La distribution statistique de la moyenne des fluctuations a été étudiée expérimentalement. Cette distribution dépend des hauteurs des antennes, de la fréquence utilisée et du type d'environnement. Par contre, nous remarquons que la moyenne de la puissance reçue suit une distribution normale exprimée par la fonction de densité de probabilité (*Probability Density Function*) :

$$f(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}}. \quad (2.3)$$

où x exprimé en decibels (dB), est une variable aléatoire qui présente le niveau de fluctuation à grande échelle de la puissance du signal. μ et σ sont la moyenne et la variance de x , respectivement. μ est égale au *path loss* décrit dans l'équation (2.1) et une valeur typique de σ est 8 dB.

2.2.2 Les évanouissements à petite échelle

Les évanouissements à petite échelle correspondent aux fluctuations rapides en espace, en temps et en fréquence, du signal reçu. Ils sont causés par la dispersion du signal sur les objets se trouvant entre l'émetteur et le récepteur, ce qui génère des différentes copies du signal transmis. Ces copies peuvent se combiner constructivement et par conséquent augmenter le rapport signal-à-bruit au récepteur ou de

manière destructive en diminuant le rapport signal-à-bruit au récepteur. On appelle ce phénomène évanouissement multi-trajet (*multi-path fading*) (Voir la figure 2.2). Les évanouissements à petite échelle génèrent des fluctuations ayant une moyenne suivie par les évanouissements à grande échelle (Frigon (2008), Tse (2005)).

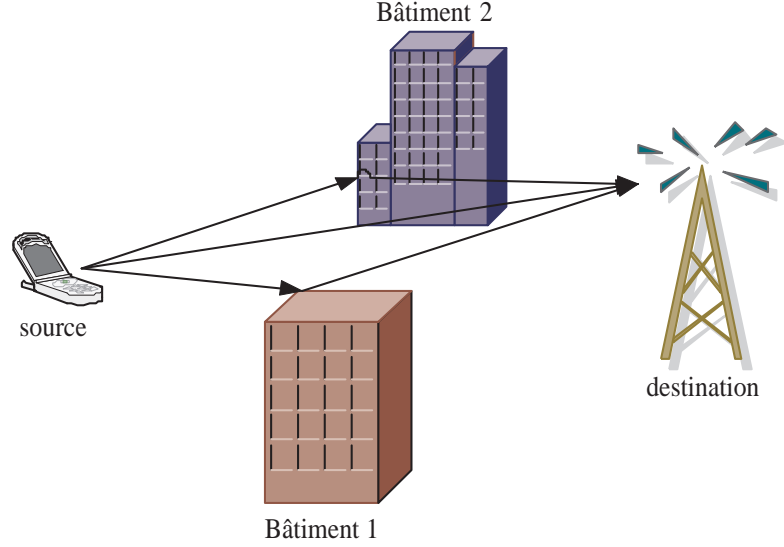


FIGURE 2.2 Schéma illustrant la propagation multi-trajet

Si l'émetteur ou le récepteur ou les objets de réflexion sont en mouvement, alors on observe l'effet Doppler. L'effet Doppler consiste en la variation de la fréquence instantanée par rapport à la fréquence du signal issu de la source. Nous définissons le déphasage Doppler du i^{eme} multi-trajet par :

$$D_i = f_c \frac{v}{c} \cos \theta_i, \quad (2.4)$$

où f_c est la fréquence du signal transmis par la source, v est la vitesse de déplacement (de l'émetteur ou du récepteur) et θ_i est l'angle du i^{eme} multi-trajet avec la direction du mouvement. La fréquence instantanée observée au récepteur s'exprime alors par :

$$f_i = f_c \left(1 - \frac{v}{c} \cos \theta_i \right) = f_c - \frac{v \cos \theta_i}{\lambda_c}, \quad (2.5)$$

avec c la célérité et λ_c la longueur d'onde du signal transmis.

2.2.3 Bruit, Interférences et autres effets

Une communication sans-fil est corrompue par un bruit additif. Considérons le signal transmis $s(t)$, altéré par un processus aléatoire additif, qui est le bruit $n(t)$. Physiquement, le bruit est généré à partir des composantes électroniques et des amplificateurs au récepteur ou bien de l'interférence rencontrée durant la transmission (valable pour les transmissions sans-fil).

Si le bruit est principalement introduit par les composantes électroniques et les amplificateurs au récepteur, alors il s'agit d'un bruit thermique interne. Ce type de bruit est caractérisé statistiquement par un processus aléatoire blanc et Gaussien. Pour cela, le modèle mathématique du canal résultant est généralement appelé le canal à bruit blanc additif Gaussien (*Additive White Gaussian Noise -AWGN- channel*). Un bruit blanc est un processus stochastique qui possède la même densité spectrale de puissance à toutes les fréquences. Ceci correspond à une autocorrélation nulle en tout point sauf à l'origine : le processus est décorrélé. S'il est Gaussien, cette décorrélation entraîne l'indépendance. Le bruit blanc additif Gaussien est caractérisé par un processus aléatoire $Z = X + jY$ tel que :

$$\left. \begin{aligned} E\{X(t)\} &= E\{Y(t)\} = 0 \\ E\{X^2(t)\} &= E\{Y^2(t)\} = N_0/2 \\ E\{X(t)X(t+\tau)\} &= E\{Y(t)Y(t+\tau)\} = 0, \quad \tau \neq 0 \end{aligned} \right\} \begin{array}{l} X \text{ et } Y \text{ sont des bruits blancs,} \\ \\ X, Y \text{ et } Z \text{ sont Gaussiens.} \end{array} \quad (2.6)$$

Un processus de bruit blanc est donc par définition stationnaire au sens large. La troisième condition, $E\{X(t)X(t+\tau)\} = E\{Y(t)Y(t+\tau)\} = 0, \quad \tau \neq 0$, signifie que la covariance est nulle. En toute rigueur, un bruit blanc ne peut exister car une densité spectrale identique pour toutes les fréquences conduirait à une variance infinie (et donc une puissance infinie), cependant c'est une approximation commode pour un système de communication.

Comme ce modèle de canal s'applique à une classe large des communications et grâce à sa flexibilité mathématique, ce modèle de canal prédominant est utilisé dans notre mémoire. L'atténuation du signal introduite par le canal est facilement incorporée dans ce modèle. Quand le signal transmis subit une atténuation à travers

le canal, le signal reçu est alors écrit :

$$r(t) = hs(t) + n(t), \quad (2.7)$$

avec h est le gain complexe du tap du canal et $n(t) = n_r(t) + jn_i(t)$. Il s'agit du modèle de bruit ZMCSCG (*Zero Mean Circularly Symmetric Complex Gaussian*) si $n_r(t)$ et $n_i(t)$ sont des variables aléatoires Gaussiennes réelles, indépendantes, de moyennes nulles et de même variance $N_0/2$. Par conséquent,

$$n(t) \sim N(0, N_0/2) + jN(0, N_0/2) \sim CN(0, N_0). \quad (2.8)$$

En plus des effets du canal comme l'atténuation à grande échelle, l'atténuation à petite échelle et le bruit, les systèmes sans-fil présentent d'autres modèles de canaux incluant l'accès multiple, où plusieurs sources transmettent à une seule destination ; la diffusion, où une source diffuse ses informations à plusieurs destinations indépendantes ; l'interférence, c'est-à-dire plusieurs sources indépendantes envoient simultanément des données à plusieurs destinations séparées sur la même bande de fréquences. Chacun de ces modèles présente un type différent d'interférence par rapport aux signaux transmis ou reçus.

Ces modèles peuvent incorporer également une boucle de retour des destinations vers les sources. Dans ce cas, les émetteurs disposent d'une connaissance (totale ou partielle) de leurs canaux de transmission respectifs. Aussi, la coopération peut être exploitée, où des usagers n'ayant aucune information à émettre ou recevoir aident d'autres sources à envoyer leurs données avec plus de fiabilité. Ces techniques correspondent à des manières différentes d'interaction entre les usagers.

2.2.4 Information sur l'état du canal sans-fil

Un des problèmes importants dans la conception et l'analyse des protocoles de transmission est la connaissance du canal de transmission, c'est-à-dire le degré de connaissance des canaux sans-fil par les nœuds participants à la communication. Par exemple, en utilisant des symboles pilotes, les récepteurs sont capables d'estimer les gains d'évanouissements multi-trajets du canal de transmission. De telles mesures et estimations sont raisonnables quand les canaux ne sont pas sur-paramétrisés c'est-à-dire que le système est composé d'un petit nombre d'usagers émettant simultanément

sur la même bande de fréquences dans une zone locale et les canaux de transmission varient suffisamment lentement dans le temps afin de permettre une estimation la plus fiable possible aux récepteurs. Une fois que l'information sur l'état du canal (*Channel State Information*) est acquise par les récepteurs, une information par boucle de retour peut être transmise afin d'adapter l'émission au canal réalisé. Ceci conduit souvent à une amélioration remarquable des performances (en erreur ou en débit) de la communication.

2.2.5 Modèle statistique du canal sans-fil

Nous présentons brièvement une description des modèles des canaux utilisés dans notre projet.

Le canal plat en fréquence lentement variable dans le temps

Ils existe plusieurs catégories de canaux à évanouissement (Frigon (2008), Tse (2005)) :

- Flat Fast Fading (canal plat en fréquence qui varie rapidement dans le temps)
- Flat Slow Fading (canal plat en fréquence qui varie lentement dans le temps)
- Frequency Selective Fast Fading (canal sélectif en fréquence qui varie rapidement dans le temps)
- Frequency Selective Slow Fading (canal sélectif en fréquence qui varie lentement dans le temps)

Dans notre mémoire, nous nous intéressons qu'au deuxième type des canaux. Un canal est dit lentement variable dans le temps, si tous les symboles d'un mot de code transmis subissent le même état du canal. Un canal est dit plat en fréquence si la réponse fréquentielle ne change pas significativement dans la bande du signal. On dit que le canal a un seul tap (Frigon (2008), Tse (2005)).

Le canal à évanouissements de Rayleigh

Pour un canal à évanouissements de Rayleigh, nous supposons un environnement très dispersif (riche en réflexions). Par conséquent, la destination reçoit plusieurs copies du signal transmis avec des gains et des délais différents. Le signal reçu en

bande de base, à un instant m donné est exprimé par :

$$r[m] = \sum_l h_l[m] s[m-l] + n[m], \quad (2.9)$$

où h_l est le gain complexe du l^{ieme} tap du canal discret, s est le signal transmis et n est le bruit AWGN. Si le canal est plat en fréquence (*flat fading channel*), alors l'équation (2.9) devient :

$$r[m] = h[m] s[m] + n[m]. \quad (2.10)$$

Supposons qu'il y ait un grand nombre de multi-trajets qui contribuent à un tap. Chaque multi-trajet a une phase uniformément distribuée entre 0 et 2π , puisque la distance d'un multi-trajet est beaucoup plus grande que la longueur d'onde (Frigon (2008), Tse (2005)). À partir du théorème central limite, on obtient :

$$h_l[m] \sim N(0, \sigma_l^2/2) + jN(0, \sigma_l^2/2) \sim CN(0, \sigma_l^2), \quad (2.11)$$

avec $\sigma_l^2 = E\{h_l^*[m] h_l[m]\}$. La magnitude du tap $|h_l[m]|$ a une distribution de Rayleigh (Voir figure 2.3), sa fonction de répartition s'écrit :

$$\begin{cases} f_1(x; \sigma_l^2) = \frac{x}{\sigma_l^2} e^{-\frac{x^2}{2\sigma_l^2}}, & \forall x \geq 0 \\ f_1(x; \sigma_l^2) = 0 & \text{sinon} \end{cases}. \quad (2.12)$$

La magnitude au carrée du tap $|h_l[m]|^2$ a une distribution exponentielle, sa fonction de répartition est exprimée par :

$$\begin{cases} f_2(x; \sigma_l^2) = \frac{1}{\sigma_l^2} e^{-\frac{x}{\sigma_l^2}}, & \forall x \geq 0 \\ f_2(x; \sigma_l^2) = 0 & \text{sinon} \end{cases}. \quad (2.13)$$

Un modèle plus général considère en plus des réflexions multiples, un trajet en ligne directe (appelé LOS : *Line-Of-Sight*) avec une amplitude importante. Dans ce cas,

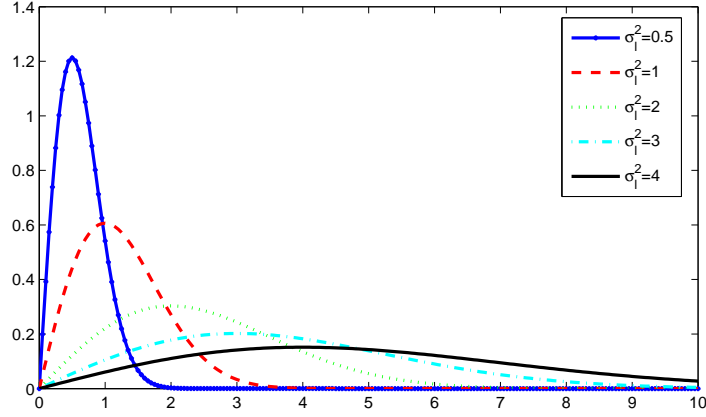


FIGURE 2.3 La distribution Rayleigh

$h_l[m]$ s'exprime par :

$$h_l[m] = \underbrace{\sqrt{\frac{R}{R+1}} \sigma_l e^{j\theta}}_{LOS} + \underbrace{\sqrt{\frac{1}{R+1}} CN(0, \sigma_l^2)}_{multi-trajet}, \quad (2.14)$$

où R indique le ratio d'énergie entre le trajet en ligne directe et les multi-trajet, θ est une variable aléatoire uniformément distribuée entre 0 et 2π . La magnitude du tap suit alors une distribution de Rice et sa fonction de répartition est déterminée par (Voir figure 2.4) :

$$\begin{cases} f_3(x; \sigma_l^2) = \frac{x}{\sigma_l^2} (R+1) e^{-\left(\frac{2R\sigma_l^2 + (R+1)x^2}{2\sigma_l^2}\right)} I_0\left(\sqrt{2R(R+1)} \frac{x}{\sigma_l^2}\right), & \forall x \geq 0, \\ f_3(x; \sigma_l^2) = 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (2.15)$$

où I_0 est la fonction de Bessel de première espèce, d'ordre zéro, définie par (Paulraj et Nabar, 2006) :

$$I_0(x) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} e^{x \cos \theta} d\theta. \quad (2.16)$$

Si $R = 0$, nous retrouvons alors la fonction de répartition de la distribution de Rayleigh.

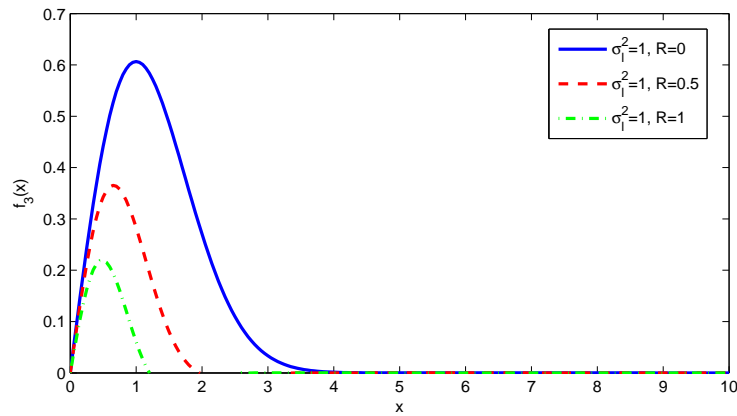


FIGURE 2.4 La distribution Rice

2.3 Les systèmes de communication multi-antennes

Les communications sur un canal sans-fil de type plat en fréquence ont une mauvaise performance en raison de la probabilité élevée que le trajet subisse un évanouissement profond. Si la destination reçoit plusieurs copies du signal transmis ayant subi chacune un évanouissement sur un trajet indépendant, la probabilité qu'il y ait au moins un trajet avec un faible évanouissement est élevée et l'information sera décodée correctement. Il s'agit du principe de la diversité. La diversité peut être obtenue à travers plusieurs dimensions : temps, fréquence et espace (Frigon (2008), Tse (2005)) :

- La diversité temporelle : est obtenue par codage de canal et entrelacement. En effet, l'information est codée puis les symboles codés sont dispersés dans le temps sur des périodes de cohérence différentes (une période de cohérence est la période de temps durant laquelle le canal ne fluctue pas considérablement). Chaque symbole subit une réalisation de canal différente, donc un évanouissement différent. Si la période de cohérence est très longue, ceci pourra empêcher la diversité temporelle.
- La diversité fréquentielle : valable pour les canaux sélectifs en fréquence. Les symboles sont transmis sur plusieurs fréquences afin d'obtenir des évanouissements indépendants.
- La diversité spatiale : si l'émetteur et/ou le récepteur est équipé de plusieurs antennes, alors le canal présente plusieurs trajets à évanouissements indépendants.

Avec des antennes suffisamment espacées, la diversité spatiale peut être obtenue. La distance requise entre les antennes dépend de l'environnement et de la longueur d'onde du signal transmis.

- La macro-diversité : ce type de diversité est réalisé si le signal d'un usager est reçu par deux stations de base ou utilise un réseau coopératif.

La diversité étant une ressource importante, le système sans-fil est capable d'exploiter plusieurs types de diversité simultanément.

Dans ce qui suit, nous discutons des techniques de diversité temporelle et spatiale. La diversité fréquentielle ne sera pas traitée puisqu'elle concerne les canaux sélectifs en fréquence qui ne sont pas considérés dans notre mémoire. Nous commençons par le schéma de diversité temporelle le plus simple : le codage de répétition. Chaque symbole d'information est transmis à travers des trajets multiples. Ce code atteint la diversité maximale, mais il est très dispendieux en termes de degrés de liberté du canal (les dimensions dans lesquelles des informations indépendantes peuvent être transmises simultanément).

2.3.1 La diversité temporelle

La diversité temporelle est obtenue en moyennant les évanouissements du canal dans le temps. Typiquement, le temps de cohérence du canal est de l'ordre de 10 à 100 périodes-symboles. Par conséquent, le canal est très corrélé pour des symboles consécutifs. Afin de garantir que les symboles soient transmis via des trajets à évanouissements indépendants ou quasi-indépendants, l'entrelacement est requis (Voir figure 2.5).

Afin de mieux expliquer l'entrelacement, nous présentons une comparaison entre la transmission sans entrelacement et la transmission avec entrelacement. Dans la figure 2.5, les symboles des mots de code sont transmis consécutivement (en haut) et avec entrelacement (en bas). Un évanouissement profond va éliminer le 2^{ème} mot de code dans le 1^{er} cas, mais un seul symbole de chaque mot de code est détruit dans le 2^{ème} cas. Avec entrelacement, il est possible de récupérer la totalité des mots de code grâce aux autres symboles correctement transmis.

Pour simplifier, considérons un canal à évanouissement plat en fréquence. Nous transmettons un mot de code $\mathbf{s} = [s_1, \dots, s_L]^t$ de longueur L symboles. Le signal reçu

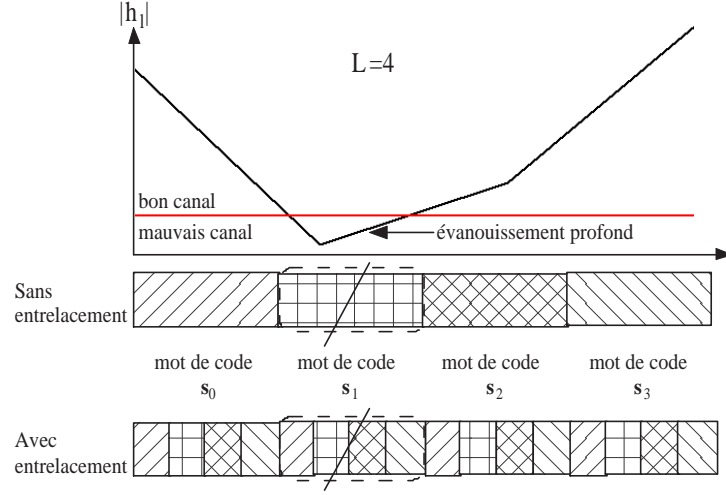


FIGURE 2.5 Comparaison entre la transmission sans entrelacement et la transmission avec entrelacement

est :

$$r_l = h_l s_l + n_l, \quad l = 1, \dots, L. \quad (2.17)$$

En supposant un entrelacement parfait, les symboles consécutifs de \mathbf{s} sont transmis suffisamment éloignés dans le temps, les h_l ($l = 1, \dots, L$) sont alors considérés indépendants. Le paramètre L est appelé le nombre de branches de diversité et les bruits sont AWGN, $n_l \sim \mathcal{CN}(0, N_0)$, $\forall l = 1, \dots, L$.

Le codage à répétition

Il s'agit du codage le plus simple, où $s_l = s_1$ ($l = 2, \dots, L$). Sous la forme vectorielle, le signal reçu s'écrit :

$$\mathbf{r} = \mathbf{h} s_1 + \mathbf{n}, \quad (2.18)$$

avec $\mathbf{r} = [r_1, \dots, r_L]^t$ est le vecteur des signaux reçus par les L branches de diversité, $\mathbf{h} = [h_1, \dots, h_L]^t$ est le vecteur des gains d'évanouissements indépendants et $\mathbf{n} = [n_1, \dots, n_L]^t$ est le vecteur des bruits associés aux réalisations du canal. Nous considérons une détection cohérente de s_1 , c'est-à-dire les gains du canal sont connus

par le récepteur. Une statistique suffisante de détection est (Haccoun, 2008a) :

$$\begin{aligned} z &= \mathbf{h}^* \mathbf{r} = \|\mathbf{h}\|_F^2 s_1 + \mathbf{h}^* \mathbf{n} \\ &= s_1 \sum_{l=1}^L |h_l|^2 + \sum_{l=1}^L h_l^* n_l. \end{aligned} \quad (2.19)$$

Finalement, nous obtenons un problème de détection scalaire avec un bruit $\mathbf{h}^* \mathbf{n} \sim CN(0, N_0 \mathbf{I}_L)$. Le récepteur a la structure d'un filtre adapté (*Matched Filter*) appelé aussi *Maximum Ratio Combiner* (MRC). Le filtre adapté effectue une pondération du signal reçu par chaque branche proportionnellement à la puissance du signal dans chacune des branches et aligne les phases des signaux dans la sommation afin de maximiser le SNR à la réception.

Pour un canal à évanouissement de Rayleigh où les gains du canal h_l sont indépendants et identiquement distribués (i.i.d.) et $h_l \sim CN(0, 1)$ ($l = 1, \dots, L$), l'expression

$$\|\mathbf{h}\|_F^2 = \sum_{l=1}^L |h_l|^2, \quad (2.20)$$

est la somme des carrés de $2L$ variables aléatoires réelles et Gaussiennes (étant donné que chaque terme $|h_l|^2$ est la somme des carrés des parties réelles et imaginaires de h_l). Il s'agit d'une distribution Chi-carrée avec $2L$ degrés de liberté. Sa densité de probabilité est donnée par (Frigon (2008), Tse (2005)) :

$$\begin{cases} f_4(x) = \frac{1}{(L-1)!} x^{L-1} e^{-x}, & \forall x \geq 0 \\ f_4(x) = 0 & \text{sinon} \end{cases}, \quad (2.21)$$

et la probabilité d'erreur moyenne est exprimée par (Frigon (2008), Tse (2005)) :

$$p_e = \left(\frac{1-\mu}{2} \right)^L \sum_{l=0}^{L-1} C_{L-1+l}^L \left(\frac{1+\mu}{2} \right)^l, \quad (2.22)$$

où $\mu = \sqrt{\frac{SNR}{1+SNR}}$ et SNR est le rapport signal-à-bruit moyen reçu par période de symbole. La figure 2.6 illustre la probabilité d'erreur en fonction du SNR pour différentes valeurs de L . En augmentant la valeur de L , la probabilité d'erreur diminue. Nous remarquons aussi que la pente des courbes est $-L$. Ceci s'explique analytiquement

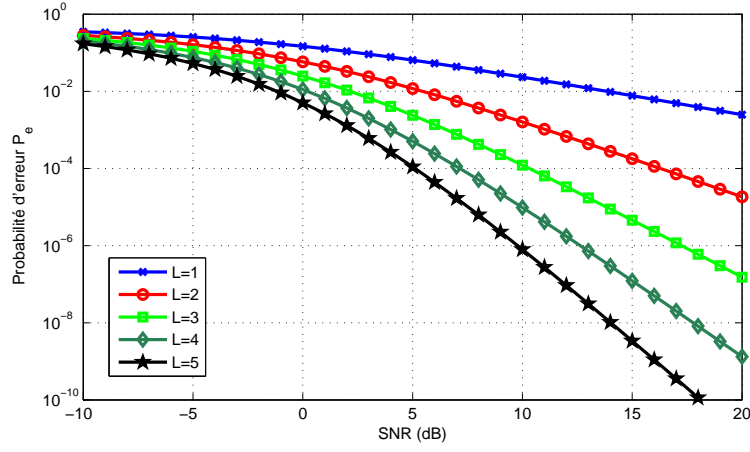


FIGURE 2.6 Probabilité d'erreur en fonction du rapport signal-à-bruit pour différentes valeurs de L

par l'approximation suivante à haut SNR :

$$\frac{1+\mu}{2} \approx 1 \text{ et } \frac{1-\mu}{2} \approx \frac{1}{4SNR}. \quad (2.23)$$

De plus,

$$\sum_{l=0}^{L-1} C_{L-1+l}^l = C_{2L-1}^L. \quad (2.24)$$

D'où,

$$p_e = C_{2L-1}^L \frac{1}{(4SNR)^L}. \quad (2.25)$$

Il est clair qu'en utilisant un codage à répétition, les performances d'erreur sont meilleures et l'ordre de diversité atteint augmente linéairement avec L . Certes, cette amélioration des performances est intéressante, toutefois, elle est réalisée au coût de temps et donc au coût de taux de transmission. En effet, dès que L dépasse 1, le taux de transmission est divisé par L . Cette technique n'est pas adaptée pour des communications exigeantes en qualité de service.

2.3.2 La diversité spatiale

D'après la section précédente, la diversité constitue une technique puissante pour combattre les évanouissements dans les systèmes sans-fil. L'utilisation de la diversité

temporelle (ou fréquentielle) est obtenue à un coût de temps (ou de largeur de bande) pour réaliser la redondance. La diversité spatiale est une alternative attrayante qui ne sacrifie ni le temps, ni la largeur de bande. La diversité spatiale fournit aussi un gain d'antennes (*array gain*) et augmente le SNR moyen reçu. La nature du schéma qui fournit la diversité spatiale dépend de la configuration des antennes à l'émetteur et au récepteur. On identifie :

- SIMO : (Single-Input-Multiple-Output) L'émetteur est équipé d'une seule antenne et le récepteur de plusieurs antennes.
- MISO : (Multiple-Input-Single-Output) L'émetteur possède plusieurs antennes et le récepteur une seule antenne.
- MIMO : (Multiple-Input-Multiple-Output) L'émetteur et le récepteur possèdent tous les deux plusieurs antennes.

Alors que la diversité à la réception est exploitée dans les systèmes SIMO, l'utilisation d'antennes multiples à l'émetteur demande des techniques de diversité plus sophistiquées. Nous étudions ceci ci-après.

La diversité à la réception

Considérons un système avec une seule antenne à l'émission et plusieurs antennes à la réception. Supposons que le canal soit plat en fréquence, le vecteur du canal s'écrit $\mathbf{h} = [h_1, \dots, h_{M_R}]^t$, avec M_R le nombre d'antennes à la réception et h_i sont i.i.d. de moyennes nulles et variances unitaires. En supposant que le symbole s transmis possède une énergie moyenne ($E\{|s|^2\} = E_s$), le signal reçu peut être exprimé par :

$$\mathbf{r} = \sqrt{E_s} \mathbf{h} s + \mathbf{n}, \quad (2.26)$$

où \mathbf{r} est le vecteur $M_R \times 1$ du signal reçu et \mathbf{n} est un bruit ZMCSCG avec $E\{\mathbf{n}\mathbf{n}^*\} = N_0 \mathbf{I}_{M_R}$. Afin de maximiser le SNR à la réception, le récepteur effectue une détection MRC :

$$\begin{aligned} z &= \sqrt{E_s} \mathbf{h}^* \mathbf{h} s + \mathbf{h}^* \mathbf{n} \\ &= \sqrt{E_s} \|\mathbf{h}\|_F^2 s + \mathbf{h}^* \mathbf{n}. \end{aligned} \quad (2.27)$$

Nous supposons que le récepteur possède une connaissance parfaite du canal de transmission et que le bruit est AWGN. Par conséquent, le SNR à la réception η est donné

par :

$$\eta = \|\mathbf{h}\|_F^2 SNR. \quad (2.28)$$

À haut SNR, la probabilité d'erreur moyenne peut être exprimée par (Paulraj et Nabar, 2006) :

$$p_e \leq N_e \left(\frac{SNR d_{\min}^2}{4} \right)^{-M_R}, \quad (2.29)$$

où N_e et d_{\min} sont le nombre de voisins les plus proches et la distance minimale qui sépare deux symboles de la constellation utilisée respectivement. Par suite, la diversité du système est égale au nombre des antennes au récepteur M_R . De plus, puisque $E\{\|\mathbf{h}\|_F^2\} = M_R$, le SNR moyen à la réception est :

$$\bar{\eta} = M_R SNR. \quad (2.30)$$

Par conséquent, le SNR moyen à la réception est amplifié par un facteur M_R par rapport à un système SISO. Il s'agit d'un gain d'antennes exprimé par $10 \log_{10} M_R$ (en decibels). La figure 2.7 illustre les performances en taux d'erreur binaire d'un schéma de diversité à la réception avec une modulation BPSK (*Binary-PSK*) pour des nombres différents d'antennes au récepteur. Le taux d'erreur binaire s'améliore lorsque M_R augmente. À haut SNR, en plus du gain de diversité, un gain d'antennes est observé lorsque le nombre d'antennes à la réception double. Le gain d'antennes est de $3dB$ à chaque fois que le nombre d'antennes est multiplié par deux. Par contre, à faible SNR, la pénalité due aux évanouissements dépasse le gain d'antennes. L'effet du gain d'antennes cause une translation vers la gauche de la courbe des performances d'erreur.

Avoir plusieurs antennes au récepteur permet d'extraire les gains de diversité et d'antennes maximaux. L'amélioration des performances (en termes d'erreur) est proportionnelle au nombre d'antennes utilisées à la réception. Par contre, déployer plusieurs antennes au récepteur n'est pas souvent réalisable dû aux coûts ou aux limitations physiques. Une solution, de plus en plus populaire, est d'utiliser des antennes multiples à l'émetteur combiné à des techniques de diversité spatiale à l'émission. Ces techniques seront détaillées dans la section suivante.

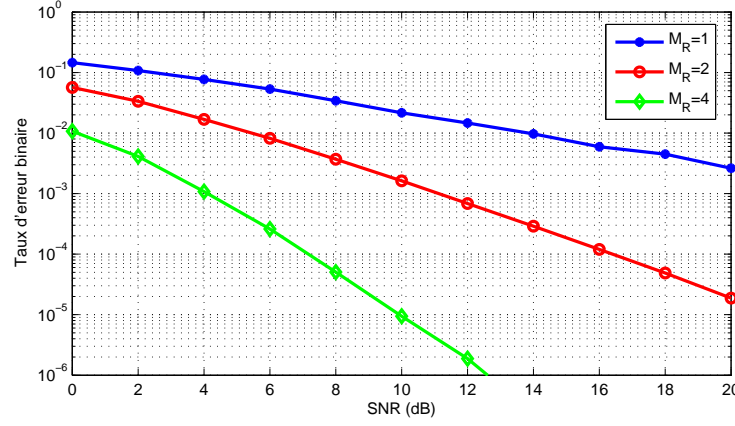


FIGURE 2.7 Performances de la diversité à la réception en fonction du nombre d'antennes au récepteur

La diversité à l'émission

Exploiter la diversité spatiale dans les systèmes à plusieurs antennes à l'émetteur nécessite une phase de pré-traitement avant la transmission. Plusieurs recherches sont conduites sur ce thème depuis les années 90 (Seshadri et Winters (1994), Guey *et al.* (1996), Tarokh *et al.* (1998), Alamouti (1998), Papadidas (1999), Hochwald *et al.* (2001)).

Considérons un symbole s transmis dans un système avec $M_T = 2$ antennes à l'émetteur et une seule antenne au récepteur. Une manière facile d'exploiter la diversité consiste à transmettre le signal à partir des 2 antennes simultanément. En supposant un environnement plat en fréquence, où les gains d'évanouissement du canal correspondants aux deux antennes de transmission sont h_1 et h_2 , le signal reçu peut être exprimé par :

$$r = \sqrt{\frac{E_s}{2}}(h_1 + h_2)s + n, \quad (2.31)$$

avec $E_s/2$ l'énergie moyenne valable à l'émetteur durant une période symbole divisée par le nombre d'antennes de transmission et n est le bruit AWGN à la réception. Notons que la somme de deux variables aléatoires Gaussiennes est également une variable aléatoire Gaussienne (Papoulis, 1984), alors $h = \sqrt{\frac{1}{2}}(h_1 + h_2)$ est ZMCSCG de variance unitaire. Par conséquent,

$$r = \sqrt{E_s}hs + n. \quad (2.32)$$

Cette technique naïve de transmission n'augmente pas la diversité (Paulraj et Nabar, 2006). Nous montrons maintenant comment la diversité à l'émission peut être achevée sans connaissance du canal de transmission à l'émetteur pour les système MISO et MIMO (Le lecteur est invité à lire (Paulraj et Nabar, 2006) pour des techniques de diversité à l'émission avec connaissance du canal de transmission à l'émetteur).

Considérons le même système ci-dessus. La technique de diversité à l'émission que nous utilisons maintenant est le schéma Alamouti (Alamouti, 1998). Dans cette technique, deux symboles différents s_1 et s_2 sont transmis simultanément des antennes 1 et 2 respectivement durant une première période symbole. Pendant une deuxième période symbole, les symboles $-s_2^*$ et s_1^* sont transmis (Voir figure 2.8). Nous considérons un canal plat en fréquence et lentement variable dans le temps (le canal reste constant durant les deux périodes symbole de transmission). Le vecteur des gains d'évanouissements est $\mathbf{h} = [h_1 \ h_2]$ et les signaux r_1 et r_2 reçus pendant les deux périodes symbole sont exprimés par :

$$\begin{aligned} r_1 &= \sqrt{\frac{E_s}{2}} h_1 s_1 + \sqrt{\frac{E_s}{2}} h_2 s_2 + n_1 \\ r_2 &= -\sqrt{\frac{E_s}{2}} h_1 s_2^* + \sqrt{\frac{E_s}{2}} h_2 s_1^* + n_2, \end{aligned} \quad (2.33)$$

où n_1 et n_2 sont les bruits AWGN de variances N_0 . $E_s/2$ est l'énergie d'émission moyenne par période symbole et par antenne. Le récepteur forme un vecteur de signaux réarrangé, donné par :

$$\begin{aligned} \mathbf{r} = \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2^* \end{bmatrix} &= \sqrt{\frac{E_s}{2}} \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2^* \end{bmatrix} \\ &= \sqrt{\frac{E_s}{2}} \mathbf{H}_{eq} \mathbf{s} + \mathbf{n}, \end{aligned} \quad (2.34)$$

avec $\mathbf{s} = [s_1 \ s_2]^t$ et $\mathbf{n} = [n_1 \ n_2^*]^t$. La matrice du canal équivalent est orthogonale (c'est-à-dire $\mathbf{H}_{eq}^* \mathbf{H}_{eq} = \|\mathbf{h}\|_F^2 \mathbf{I}_2$). Si $\mathbf{z} = \mathbf{H}_{eq}^* \mathbf{r}$, alors :

$$\mathbf{z} = \sqrt{\frac{E_s}{2}} \|\mathbf{h}\|_F^2 \mathbf{I}_2 \mathbf{s} + \tilde{\mathbf{n}}, \quad (2.35)$$

où $E \{\tilde{\mathbf{n}}\} = \mathbf{0}_{2,1}$ et $E \{\tilde{\mathbf{n}} \tilde{\mathbf{n}}^*\} = \|\mathbf{h}\|_F^2 N_0 \mathbf{I}_2$. La détection des symboles s_1 et s_2 peut

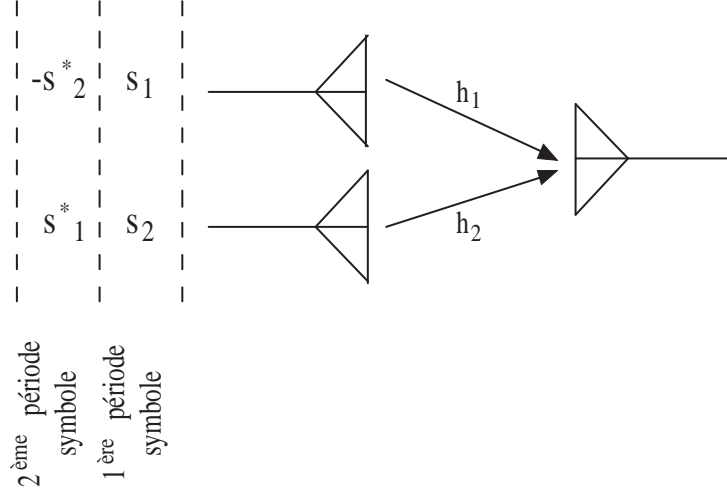


FIGURE 2.8 Schéma de la stratégie d'émission Alamouti dans un système MISO 2×1

alors se faire séparément :

$$z_i = \sqrt{\frac{E_s}{2}} \|\mathbf{h}\|_F^2 s_i + \tilde{n}_i, \quad i = 1, 2 \quad (2.36)$$

et le SNR reçu η est donné par (Paulraj et Nabar, 2006) :

$$\eta = \frac{\|\mathbf{h}\|_F^2 SNR}{2}. \quad (2.37)$$

Puisque $E \{ \|\mathbf{h}\|_F^2 \} = 2$, alors le SNR moyen à la réception est $\bar{\eta} = SNR$. Il n'y a pas de gain d'antennes en absence de la connaissance du canal à l'émetteur. Finalement, à haut SNR, la probabilité d'erreur est majorée par (Paulraj et Nabar, 2006) :

$$p_e \leq N_e \left(\frac{SNR d_{\min}^2}{8} \right)^{-2}. \quad (2.38)$$

où N_e et d_{\min} sont le nombre de voisins les plus proches et la distance minimale qui sépare deux symboles de la constellation utilisée respectivement. Par suite, le schéma Alamouti atteint la diversité 2 à l'émission (qui est la diversité à l'émission maximale M_T).

Diversité à l'émission et à la réception

Considérons un système MIMO avec deux antennes à l'émission et deux antennes à la réception. Le schéma Alamouti décrit précédemment peut être utilisé pour extraire la diversité dans ce système. Les mêmes hypothèses du canal sont conservées ici. Soit la matrice du canal \mathbf{H} de dimensions 2×2 :

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{1,1} & h_{1,2} \\ h_{2,1} & h_{2,2} \end{bmatrix}, \quad (2.39)$$

où $h_{i,j}$ est le gain d'évanouissement du canal i^{eme} antenne d'émission- j^{ieme} antenne de réception. Les signaux reçus à la destination pendant les 2 périodes symbole sont :

$$\begin{aligned} \mathbf{r}_1 &= \sqrt{\frac{E_s}{2}} \mathbf{H} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \end{bmatrix} \\ \mathbf{r}_2 &= \sqrt{\frac{E_s}{2}} \mathbf{H} \begin{bmatrix} -s_2^* \\ s_1^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_3 \\ n_4 \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (2.40)$$

où n_1, n_2, n_3 et n_4 sont les bruits AWGN indépendants tel que $E\{|n_i|^2\} = N_0$ ($i = 1, \dots, 4$). Comme dans le système MISO, l'énergie est équitablement divisée entre les antennes de transmission (sous l'hypothèse du canal inconnu à l'émetteur). Similairement à l'équation (2.34), le signal reçu peut s'écrire sous la forme :

$$\mathbf{r} = \begin{bmatrix} \mathbf{r}_1 \\ \mathbf{r}_2^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{E_s}{2}} \begin{bmatrix} h_{1,1} & h_{1,2} \\ h_{2,1} & h_{2,2} \\ h_{1,2}^* & -h_{1,1}^* \\ h_{2,2}^* & -h_{2,1}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ n_3^* \\ n_4^* \end{bmatrix} \quad (2.41)$$

$$= \sqrt{\frac{E_s}{2}} \mathbf{H}_{eq} \mathbf{s} + \mathbf{n}, \quad (2.42)$$

avec $\mathbf{s} = [s_1 \ s_2]^t$ et $\mathbf{n} = [n_1 \ n_2 \ n_3^* \ n_4^*]^t$. De plus, \mathbf{H}_{eq} est orthogonale (c'est-à-dire $\mathbf{H}_{eq}^* \mathbf{H}_{eq} = \|\mathbf{H}\|_F^2 \mathbf{I}_2$). D'une manière équivalente aux équations (2.35) et (2.36), la détection des symboles se fait séparément (Paulraj et Nabar, 2006) :

$$z_i = \sqrt{\frac{E_s}{2}} \|\mathbf{H}\|_F^2 s_i + \tilde{n}_i, i = 1, 2 \text{ où } \tilde{\mathbf{n}} = \begin{bmatrix} \tilde{n}_1 \\ \tilde{n}_2 \end{bmatrix} = \mathbf{H}_{eq}^* \mathbf{n}. \quad (2.43)$$

Le SNR à la réception est exprimé par (Paulraj et Nabar, 2006) :

$$\eta = \frac{\|\mathbf{H}\|_F^2 SNR}{2}, \quad (2.44)$$

et la probabilité d'erreur est majorée par (Paulraj et Nabar, 2006) :

$$p_e \leq N_e \left(\frac{SNR d_{\min}^2}{8} \right)^{-4}. \quad (2.45)$$

Par conséquent, le schéma Alamouti extrait un ordre de diversité $M_T M_R = 4$. Puisque $E \{ \|\mathbf{H}\|_F^2 \} = 4$, alors le SNR moyen à la réception, $\bar{\eta} = 2 SNR$. Par suite, en absence de la connaissance du canal à l'émetteur, un gain d'antenne égal au nombre d'antennes de réception est obtenu.

Le schéma Alamouti peut être utilisé afin d'extraire de la diversité dans les systèmes MIMO avec $M_T = 2$ et n'importe quel nombre d'antennes de réception M_R . Nous obtenons alors l'ordre de diversité $2 M_R$ et un gain d'antenne égal à M_R . Pour des systèmes avec $M_T > 2$ et $M_R > 2$, d'autres codes spatio-temporels sont disponibles. Le schéma Alamouti est classé dans les codes spatio-temporel en blocs orthogonaux (Paulraj et Nabar (2006), Jafarkhani (2005)). D'autres codes appelés codes spatio-temporels en blocs quasi-orthogonaux sont développés dans (Jafarkhani, 2005).

2.3.3 Le Multiplexage Spatial

Dans un système MIMO 2×2 , le codage Alamouti n'exploite pas tous les degrés de liberté (les dimensions dans lesquelles des informations indépendantes peuvent être transmises simultanément). Un schéma simple qui exploite tous les degrés de liberté est le multiplexage spatial. En effet, le multiplexage spatial permet de transmettre des symboles d'information indépendants spatialement (par différentes antennes d'émission) et temporellement (sur des différentes périodes-symboles). Le multiplexage spatial est souvent appelé V-BLAST dans la littérature (Wolniansky *et al.*, 1998). La probabilité d'erreur dans le système MIMO 2×2 est exprimée par (Frigon

(2008), Tse (2005)) :

$$\begin{aligned} p\{\mathbf{x}_1 \rightarrow \mathbf{x}_2\} &\leq \left[\frac{1}{1 + SNR \|\mathbf{x}_1 - \mathbf{x}_2\|_F^2 / 4} \right]^2 \\ &\leq \frac{16}{SNR^2 \|\mathbf{x}_1 - \mathbf{x}_2\|_F^4} \quad (\text{à haut SNR}), \end{aligned} \quad (2.46)$$

où \mathbf{x}_1 et \mathbf{x}_2 sont des vecteurs de mots de code de dimension 2. L'exposant du SNR représente le gain de diversité, donc le multiplexage spatial fournit un gain de diversité égal à 2. Puisqu'il n'y a pas de codage à l'émission, alors aucun gain de diversité à l'émission n'est réalisé.

Du schéma V-BLAST, nous pourrions tirer deux points importants :

D'abord, les antennes multiples sont capables de fournir plus de degrés de liberté pour la communication en plus de la diversité. En outre, les schémas de diversité à l'émission augmentent la fiabilité de la transmission mais présentent des limitations de performance (en terme de taux de transmission). Malgré le gain de diversité plus faible du multiplexage spatial, ce schéma permet d'optimiser l'utilisation des degrés de liberté et par suite augmenter le taux de transmission.

Il existe un compromis fondamental entre le gain de diversité et le gain de multiplexage (degrés de liberté). En effet, il n'est pas possible d'augmenter les deux gains simultanément. Dans le cas du système MIMO 2×2 , Alamouti atteint la diversité maximale 4, mais utilise seulement la moitié des degrés de liberté. Par contre, le multiplexage spatial utilise tous les degrés de liberté mais atteint seulement la diversité 2. Dans (Rezki, 2008), les auteurs ont présenté un encodage spatio-temporel à rétro-action non systématique et limitée, en vue d'atteindre ce compromis optimal. Ce type d'encodage est présenté comme étant une technique avantageuse en raison de sa simplicité d'adaptation et sa complexité de décodage réduite.

2.3.4 Compromis Diversité-Multiplexage Spatial

Soit un système MIMO à M_T et M_R antennes d'émission et de réception respectivement. Le canal de transmission est supposé être Rayleigh. Alors, le compromis diversité-multiplexage spatial s'exprime comme étant (Frigon (2008), Tse (2005)) :

$$d(r) = (r, (M_T - r)(M_R - r)), \quad r = 0, \dots, \min(M_T, M_R) \quad (2.47)$$

où $d(r)$ est le gain de diversité et r est le gain de multiplexage. Dans le Tableau 2.1, nous comparons les gains de diversité et les degrés de liberté des différents schémas de transmission pour un système MIMO 2×2 (Frigon (2008), Tse (2005)).

TABLEAU 2.1 Comparaison en termes de diversité et de degrés de liberté des différents schémas de transmission dans un système MIMO 2×2

	Gain de diversité	Degrés de liberté par période symbole
Répétition	4	$\frac{1}{2}$
Alamouti	4	1
V-BLAST	2	2
Canal	4	2

On voit que chaque technique offre un gain de diversité et un nombre de degrés de liberté différents. Dans les systèmes sans-fil, l'utilisation d'une technique dépend du but de la communication ainsi que de l'état du canal de transmission, si le rapport signal-à-bruit est élevé, l'utilisation du multiplexage spatial est favorisé afin d'augmenter le taux de transmission. Par contre, à faible rapport signal-à-bruit, on utilise Alamouti pour augmenter la fiabilité de la communication.

2.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons survolé les bases d'un système de communication sans-fil. Nous nous sommes concentrés sur le canal, composante centrale du système de communication. Le canal plat en fréquence et lentement variable dans le temps subit des évanouissements qui détériorent les performances de la communication.

Afin de combattre les évanouissements, les systèmes MIMO présentent plusieurs solutions telles que la diversité à la réception, à l'émission ou à l'émission et la réception. Le codage spatio-temporel permet d'augmenter la fiabilité de la communication sans-fil. Un des codes les plus intéressants est le codage Alamouti. Vu ses performances et sa simplicité d'implémentation dans les systèmes réels, cette technique de signalisation combinée à l'utilisation des antennes multiples fait partie des standards des systèmes de communication sans-fil (IEEE 802.11 et IEEE 802.16).

Chapitre 3

SYSTÈMES COOPÉRATIFS : DÉFINITIONS ET REVUE BIBLIOGRAPHIQUE

Nous présentons dans ce chapitre les notions de base de la communication coopérative à relais et les différents protocoles associés. Plusieurs contraintes empêchent les appareils d'avoir plusieurs antennes et agir comme un système MIMO (principalement, à cause de la taille des appareils sans-fil). Une solution intéressante est de profiter des antennes d'autres nœuds relais afin de créer un réseau virtuel d'antennes, ce qui permet d'exploiter des schémas de transmission qui augmentent la fiabilité de la communication.

3.1 Motivations de la communication coopérative

La demande incessante des données dans les réseaux sans-fil a révélé certaines contraintes de communication. En effet, les liens sans-fil ont toujours présenté une limite en largeur de bande plus faible que celle des liens filaires. Cette limite force les usagers à utiliser des applications rappelant les réseaux filaires de plusieurs décennies passées. Les nouvelles technologies comme les systèmes MIMO augmentent la largeur de bande en nombre de bits par seconde par hertz grâce au multiplexage spatial, et améliorent la fiabilité (et la portée) du lien sans-fil en exploitant le codage spatio-temporel et la directivité des antennes (*beamforming*). Mais, toutes ces améliorations sont réalisables au prix de plusieurs composantes radio-fréquences à l'émetteur et au récepteur. De plus, la taille des équipements mobiles peut limiter le nombre d'antennes à déployer. Même si la technologie MIMO est faisable, d'autres contraintes concernant l'allocation des bandes de fréquences aux usagers sont rencontrées dues à des raisons historiques et de régulation. Avec cette limitation, les bandes de fréquences libres

présentent beaucoup d'interférences à cause du grand nombre d'utilisateurs.

Afin de résoudre ces problèmes, la notion de coopération entre les utilisateurs est introduite dans les réseaux sans-fil. Dans une communication coopérative, plusieurs nœuds relais opèrent conjointement avec le nœud source afin de transmettre ses informations à la destination. Par conséquent, l'exploitation des techniques MIMO devient possible sans la nécessité d'avoir plusieurs antennes aux nœuds du réseau. La communication bénéficie ainsi de la diversité spatiale puisque les signaux sont transmis sur des canaux à évanouissements indépendants, ce qui garantit une meilleure détection au récepteur.

Les techniques de coopération profitent de la propriété de diffusion des signaux sans-fil. Le fait que le signal d'une source vers une destination peut être "écouté" par les nœuds voisins, permet à ces derniers de traiter le signal "écouté" et le transmettre vers la destination. Les traitements aux relais consistent à une répétition du signal "écouté" (un exemple sera de décoder puis ré-encoder l'information ou bien simplement amplifier le signal reçu avant de le transmettre), ou à des stratégies plus sophistiquées comme relayer seulement une partie de l'information, ou compresser le signal reçu avant de le transmettre (Kramer *et al.*, 2005). La destination combine les signaux issus de la source et des relais (ou seulement des relais) afin d'augmenter la résistance contre les fluctuations du canal.

Cette notion de coopération date du canal relais, largement étudiée en théorie de l'information dans les années 70 par Cover et El Gamal (Cover et Gamal, 1979). Mais, sa popularité revient aux travaux récents (Sendonaris *et al.* (2003), Laneman et Wornell (2003), Laneman *et al.* (2004)) où les auteurs ont montré les avantages du relayage coopératif dans un environnement sans-fil cellulaire et *ad hoc*. Dans la figure 3.1, nous illustrons les différents modèles de la communication coopérative. La figure 3.1.a est le modèle le plus classique. Un nœud source, équipé d'une seule antenne ne peut avoir une diversité spatiale supérieure à 1. À l'aide d'un relais, il est capable de doubler sa diversité spatiale. En effet, la destination reçoit la même information par deux chemins indépendants, donc la diversité spatiale est égale à 2. La figure 3.1.c illustre un modèle de coopération où la source d'information peut jouer le rôle d'un relais. Certains trouvent que la coopération utilise de la puissance et de la largeur de bande de chaque utilisateur pour relayer les données de son partenaire. Cependant, un gain de diversité est créé et les performances approchent celles de la non-coopération avec plus d'économie de puissance. Il a été montré dans (Sendonaris *et al.* (2003),

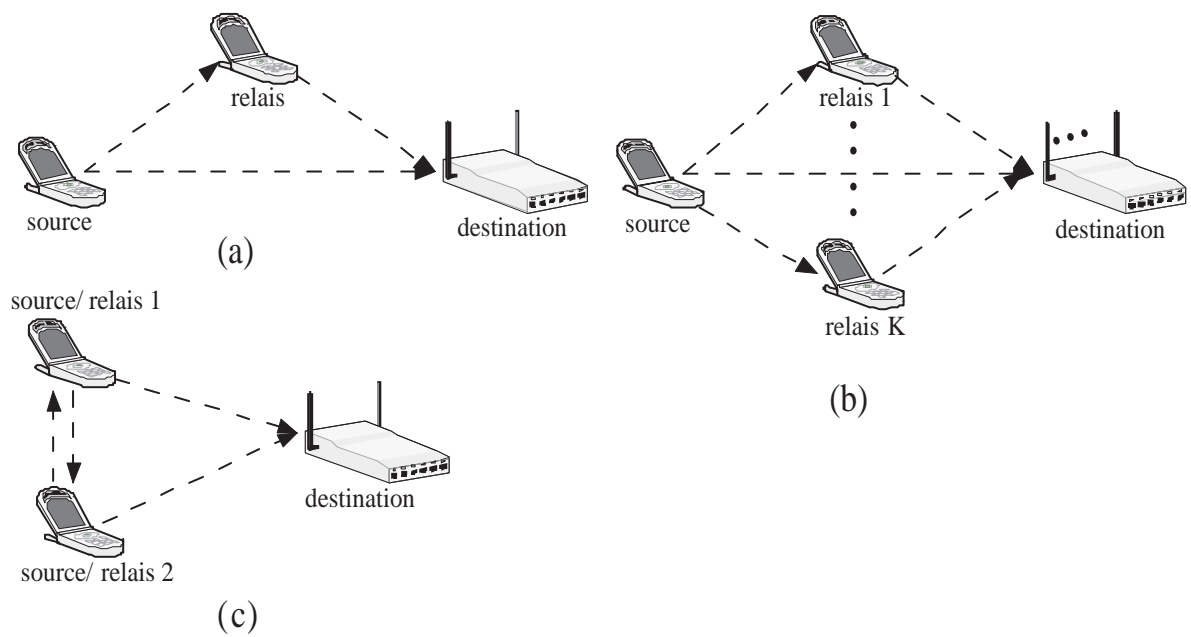


FIGURE 3.1 Modèles de la communication coopérative : (a) Relais classique, (b) Multi-relais, (c) Relais multi-accès

Laneman et Wornell (2003), Laneman *et al.* (2004), Hunter et Nosratinia (2006)) que cette technique bénéficie toujours aux deux nœuds source/relais. Dans la figure 3.1.b nous présentons le modèle du réseau de coopération à relais multiples. Intuitivement, nous pensons aux nœuds relais comme des antennes multiples d'un système MIMO. Par conséquent, des structures de transmission MIMO sont applicables sur ce type de réseaux (Jing et Jafarkhani (2007), Jing et Hassibi (2005), Kim et Cherukuri (2005)) afin d'augmenter la fiabilité ou le débit de la transmission.

3.2 Discussion des différentes techniques de coopération

Dans cette section, une revue des plus importantes techniques de coopération est présentée. Les deux premières techniques AF et DF peuvent être exploitées pour les modèles des réseaux (a) et (b) de la figure 3.1. Les deux dernières techniques sont spécifiques au modèle du réseau (c) de la figure 3.1.

3.2.1 Modélisation du système

Nous considérons un réseau composé de 3 nœuds : une source, un relais et une destination, tous équipés d'une seule antenne (similairement à la figure 3.1.a). Le relais ne fournit aucun trafic supplémentaire vers la destination et les nœuds sont supposés *half-duplex*, c'est-à-dire qu'un nœud ne peut transmettre et recevoir simultanément. La communication est exécutée durant deux phases temporelles de même durée. Durant la première phase, appelée "phase de diffusion", la source envoie T symboles d'information sans redondance pendant T périodes symbole. Le relais amplifie (ou détecte et décode puis ré-encode) les symboles reçus et procède à la deuxième phase. À la "phase de relais", le nœud relais envoie les symboles reçus (il s'agit d'une répétition simple du signal reçu) vers la destination. Nous supposons que le lien source-destination est toujours corrompu, donc la destination ne tient pas compte du signal initialement transmis à la phase de diffusion.

Modélisation du canal

Nous supposons que les nœuds sont stationnaires et possèdent des canaux quasi-statiques pendant toute la durée de communication. Les gains d'évanouissements des canaux sont i.i.d et ZMCSCG de variances $\sigma^{s,r^2} = \left(\frac{d}{d_{s,r}}\right)^\alpha$ pour le canal source-relais et $\sigma^{r,d^2} = \left(\frac{d}{d_{r,d}}\right)^\alpha$ pour le canal relais-destination. d , $d_{s,r}$ et $d_{r,d}$ sont les distances source-destination, source-relais et relais-destination respectivement. α est l'exposant d'atténuation qui dépend de l'environnement de propagation. Les émetteurs n'ont aucune connaissance du canal. Si le relais est AF, nous supposons que la destination possède une connaissance de tous les canaux (le canal source-relais et le canal relais-destination). Si le relais est DF, nous considérons que la destination possède une connaissance du canal relais-destination et que le relais connaît le canal source-relais. La puissance d'émission est supposée la même sur les deux phases de transmission (Jing et Hassibi, 2005). Donc, la puissance d'émission de la source, notée P , est égale à celle du relais.

Durant la phase de diffusion, le vecteur des signaux reçus au relais, \mathbf{r}_1 (de dimension $1 \times T$) est donné par :

$$\mathbf{r}_1 = \sqrt{PT}h_1\mathbf{s} + \mathbf{n}_1, \quad (3.1)$$

où h_1 est le gain d'évanouissement du canal source-relais. \mathbf{s} est le vecteur des symboles transmis et \mathbf{n}_1 est le bruit AWGN reçu au relais de moyenne nulle, de matrice de covariance $E\{\mathbf{n}_1^*\mathbf{n}_1\} = N_0\mathbf{I}_T$ où N_0 est la variance de chaque élément de \mathbf{n}_1 .

3.2.2 “Relais Amplify-and-Forward” (AF)

En faisant appel à l'expression (3.1), à la phase de relais, le vecteur des symboles envoyés par le relais \mathbf{x}_1 , est exprimé par :

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_1 &= g_1\mathbf{r}_1 \\ &= \sqrt{\frac{P^2T}{P\sigma^{s,r^2} + N_0}}h_1\mathbf{s} + \sqrt{\frac{P}{P\sigma^{s,r^2} + N_0}}\mathbf{n}_1, \end{aligned} \quad (3.2)$$

où g_1 est le facteur d'amplification du signal, déterminé en respectant la condition suivante :

$$E\{\mathbf{x}_1\mathbf{x}_1^*\} \leq PT. \quad (3.3)$$

Finalement, le signal reçu à la destination, \mathbf{r}_2 , est donné par :

$$\mathbf{r}_2 = h_2 \mathbf{x}_1 + \mathbf{n}_2 \quad (3.4)$$

En substituant (3.2) dans l'équation (3.4), nous obtenons,

$$\begin{aligned} \mathbf{r}_2 &= \sqrt{\frac{P^2 T}{P\sigma^{s,r^2} + N_0}} h_2 h_1 \mathbf{s} + \sqrt{\frac{P}{P\sigma^{s,r^2} + N_0}} h_2 \mathbf{n}_1 + \mathbf{n}_2 \\ &= \sqrt{\frac{P^2 T}{P\sigma^{s,r^2} + N_0}} h_{eq} \mathbf{s} + \mathbf{n}_{eq}, \end{aligned} \quad (3.5)$$

avec h_2 le gain d'évanouissement du canal relais-destination et \mathbf{n}_2 est le bruit blanc additif Gaussien reçu à la destination, de moyenne nulle, matrice de covariance $E\{\mathbf{n}_2^* \mathbf{n}_2\} = N_1 \mathbf{I}_T$ et N_1 est la variance de chaque élément de \mathbf{n}_2 . Une détection MRC est exécutée à la destination, conduisant à la statistique de décision :

$$\mathbf{z} = h_{eq}^* \mathbf{r}_2 = \sqrt{\frac{P^2 T}{P\sigma^{s,r^2} + N_0}} |h_{eq}|^2 \mathbf{s} + h_{eq}^* \mathbf{n}_{eq}. \quad (3.6)$$

3.2.3 “Relais Decode-and-Forward” (DF)

Puisque le relais possède une connaissance du canal source-relais, il détecte les symboles transmis avec un décodeur MRC. La statistique de décision est donnée par :

$$\mathbf{z}_1^{DF} = h_1^* \mathbf{r}_1 = \sqrt{PT} |h_1|^2 \mathbf{s} + h_1^* \mathbf{n}_1. \quad (3.7)$$

Le vecteur des symboles résultant estimé au relais est $\tilde{\mathbf{s}}_1^{DF}$. Ce dernier est ensuite amplifié par un facteur g_1^{DF} . D'où, le signal transmis par le relais vers la destination, \mathbf{x}_1^{DF} s'écrit :

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_1^{DF} &= g_1^{DF} \tilde{\mathbf{s}}_1^{DF} \\ &= \sqrt{PT} \tilde{\mathbf{s}}_1^{DF}. \end{aligned} \quad (3.8)$$

En substituant l'expression (3.8) dans (3.4), le signal reçu à la destination est finalement donné par :

$$\mathbf{r}_2^{DF} = \sqrt{PT} h_2 \tilde{\mathbf{s}}_1^{DF} + \mathbf{n}_2. \quad (3.9)$$

Une statistique suffisante de détection est :

$$\mathbf{z}_2^{DF} = h_2^* \mathbf{r}_2 = \sqrt{PT} |h_2|^2 \tilde{\mathbf{s}}_1^{DF} + h_2^* \mathbf{n}_2. \quad (3.10)$$

Comparaison entre Amplify-and-Forward et Decode-and-Forward

Notez que dans nos hypothèses, la destination détecte seulement le signal émis à la phase de relais (car le canal source-destination est supposé de très mauvaise qualité), ce qui ne mène pas à une amélioration de la diversité.

Pour les simulations, nous effectuons à chaque valeur de rapport signal-à-bruit moyen à la destination plusieurs réalisations de canaux et nous observons les bits reçus. Ceci nous permet de calculer le taux d'erreur binaire en fonction du rapport signal-à-bruit moyen à la destination en moyennant les résultats sur tout le nombre des réalisations des canaux.

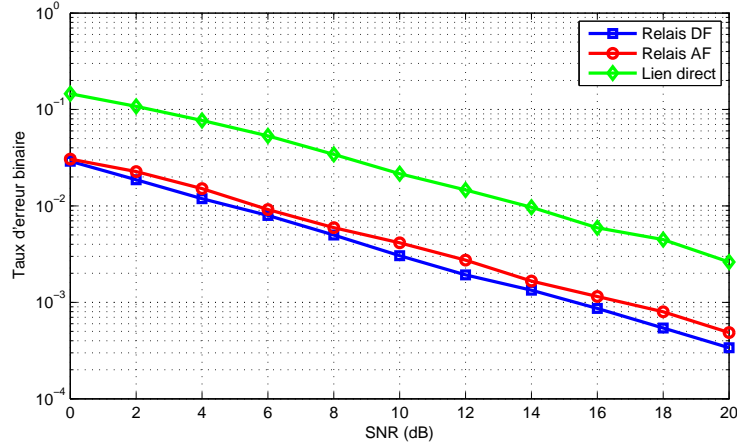


FIGURE 3.2 Comparaison en terme de BER des techniques de coopération AF et DF

Dans la figure 3.2, nous illustrons les taux d'erreurs binaires des techniques de coopération AF et DF pour un seul relais, en comparaison avec la transmission directe (système SISO). Nous supposons que dans nos simulations, la distance source-destination est toujours la même et que le relais est situé à mi-distance entre la source et la destination. Nous considérons aussi que $\alpha = 2$.

Le lien direct présente la performance d'erreur la plus mauvaise. Ceci est un résultat prévisible, puisqu'aucune contribution du relais n'est prise en compte. Vu

que le signal est atténué sur une longue distance et bruité au récepteur, alors la probabilité qu'il soit mal détecté à la destination est plus élevée que si un nœud relais ait intervenu dans la transmission.

La technique de coopération avec un relais AF présente des performances légèrement plus faibles que celles utilisant un relais DF. Ceci peut être expliqué par le fait que le relais amplifie le signal, mais également le bruit. D'autre part, le relais DF détecte les signaux plus efficacement vu qu'il y a moins d'atténuation sur les chemins source-relais et relais-destination que le chemin source-destination. D'où, le relais DF présente les meilleures performances d'erreur.

En conclusion, l'utilisation de relais entre le nœud source et le nœud destination permet d'améliorer la qualité de la communication, que-ce-soit avec la technique AF ou bien DF.

3.2.4 Relayage de sélection

La largeur de bande est divisée en canaux orthogonaux (dans le domaine temporel ou fréquentiel), assignés aux nœuds source/relais, afin d'éviter les problèmes d'interférence à la destination. Donc, chaque nœud transmet dans son propre canal. Les nœuds doivent être capables de traiter les signaux reçus des partenaires. Ceci n'est pas possible pour des nœuds en *full-duplex* (qui émettent et reçoivent simultanément sur la même bande fréquentielle). En effet, à cause des atténuations dues aux évanouissements, le signal transmis est typiquement 100 à 150 dB plus élevé que le signal reçu (Laneman et Wornell (2001), Alazem (2008)). Par conséquent, des nœuds opérant en *half-duplex* sont considérés.

Dans la figure 3.3, inspirée de (Laneman et Wornell, 2001) et (Alazem, 2008), une comparaison de l'allocation des canaux temporels entre une transmission coopérative et une transmission non-coopérative est présentée. Cette allocation correspond à une situation équitable du nombre de symboles transmis entre les deux nœuds, vers une destination commune.

La transmission de l'information se fait en deux intervalles de temps. Dans le premier intervalle, la destination reçoit $X/2$ symboles du nœud source/relais1. Dans le deuxième intervalle, la destination reçoit les $X/2$ symboles du nœud source/relais2.

Dans le cas de non-coopération, les symboles transmis par chaque nœud sont propres à eux même. Si les nœuds coopèrent, alors la transmission est réalisée sur 4

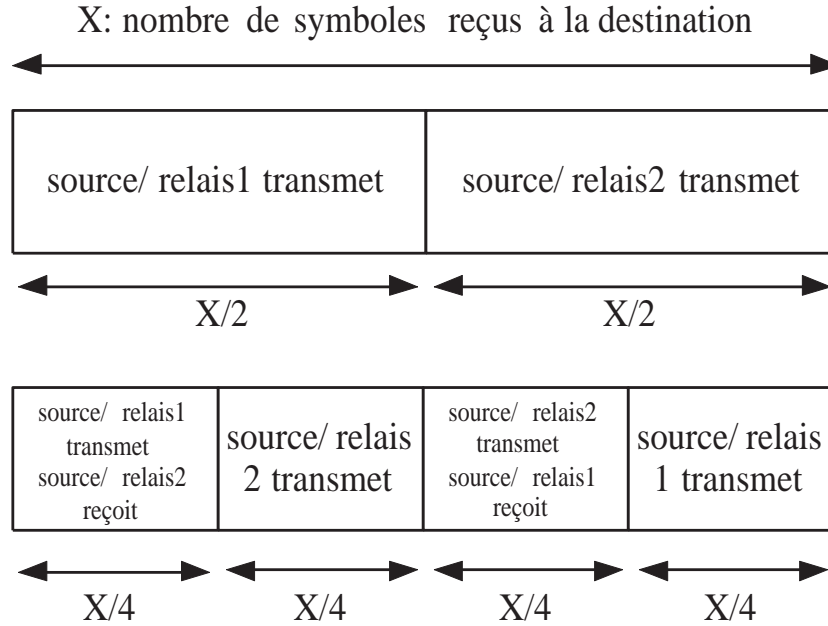


FIGURE 3.3 Comparaison entre une transmission non-coopérative et une transmission coopérative

intervalles de temps. Pendant le premier (et le troisième) intervalle de temps, $X/4$ symboles propres au nœud source/relais1 (source/relais2) sont transmis vers la destination et le partenaire. Durant le deuxième (et le quatrième) intervalle de temps, le nœud source/relais2 (source/relais1) transmet, après traitement, les symboles correspondants vers le partenaire (vers la destination). La destination reçoit au total X symboles dont $X/2$ pour le nœud source/relais1 et $X/2$ pour le nœud source/relais2.

Un premier protocole pour les réseaux *ad hoc* est proposé par Laneman (Laneman et Wornell, 2001) afin d'éviter la propagation des erreurs aux relais. En effet, il propose de transmettre uniquement lorsque le canal inter-usagers source/relais1-source/relais2 est de bonne qualité. C'est-à-dire, si le SNR instantané de ce canal est élevé, alors le nœud, après traitement, envoie le message de son partenaire vers la destination. Par contre, si ce canal est de très mauvaise qualité, il procède sans coopération et envoie ses informations avec un codage de répétition ou un autre plus fiable.

Dans (Laneman et Wornell, 2001), l'auteur montre que la probabilité de perte (*outage probability*) du relayage de sélection est proportionnelle à $\frac{1}{\text{SNR}^2}$ à haut SNR. D'où, le relayage de sélection offre un gain de diversité d'ordre 2, qui est le gain de

diversité maximal pour le cas de deux nœuds source/relais.

3.2.5 Codage Coopératif

Le codage coopératif a été largement étudié (Sendonaris *et al.* (2003), Laneman et Wornell (2003) et Hunter et Nosratinia (2006)). Dans (Hunter, 2004), la technique proposée combine le *Decode-and-Forward* et le relayage de sélection. Ceci se base sur le fait que chaque nœud utilise un code correcteur d'erreur CRC (*Cyclic Redundancy Check*) et un codage de canal pour obtenir un gain de diversité et un gain de codage simultanément. Chaque nœud divise son mot de code en deux parties de tailles variables et transmet une partie vers la destination et l'autre vers son partenaire. La flexibilité du codage coopératif est bien claire dans la variabilité de la taille des parties du mot de code transmises afin de s'adapter aux conditions des canaux. Dans (Hunter et Nosratinia, 2006), les auteurs montrent que le codage coopératif a une probabilité de perte proportionnelle à $\frac{1}{\text{SNR}^2}$ à haut SNR. Ce qui correspond au gain de diversité maximal pour deux nœuds. Par contre, il offre un gain de codage meilleur que le relayage de sélection.

3.3 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les différentes techniques de coopération. Les deux premières techniques sont exposées pour un réseau avec relais. Ces techniques améliorent la fiabilité de la communication pour un nombre élevé de relais. Les deux dernières techniques sont exploitées pour des réseaux où les nœuds sources jouent également le rôle de relais pour d'autres nœuds sources. Pour le cas de deux nœuds source/relais, la diversité maximale est atteinte (égale à 2).

Dans notre mémoire, nous nous intéressons seulement aux réseaux coopératifs où les nœuds sont des sources ou des relais. Donc, seulement les relais AF et DF importent dans ce qui suit. Nous présentons dans le chapitre suivant les techniques de codage distribuées. Afin que ces schémas de transmission soient réalisables, la présence de plusieurs nœuds relais formant un regroupement d'antennes virtuel est nécessaire pour la communication.

Chapitre 4

ÉVALUATION DES PERFORMANCES DU CODAGE STBC DISTRIBUÉ DANS LES RÉSEAUX COOPÉRATIFS À RELAIS MULTIPLES

Dans le chapitre précédent, nous avons présenté différentes techniques de coopération. Il est clair que vu notre intérêt aux techniques AF et DF, une répétition simple du symbole transmis n'est pas toujours la bonne solution pour augmenter la fiabilité de la communication. Un codage plus sophistiqué serait plus intéressant pour un réseau à relais multiples. L'idée de base est d'utiliser un codage spatio-temporel d'une façon distribuée entre les relais (c'est-à-dire le code est implémenté d'une manière qui nécessite aucun échange d'information entre les relais). L'implémentation d'un tel code était faite pour Alamouti dans (Hua *et al.*, 2003). Les auteurs de (Jing et Hassibi, 2005) ont proposé des nouveaux designs pour des codes orthogonaux et quasi-orthogonaux. À notre connaissance, aucun travail ne s'est intéressé à évaluer les performances d'erreur lorsque ses designs sont utilisés à des nœuds relais à antennes multiples ou pour une connaissance imparfaite des canaux de transmission aux récepteurs.

Dans ce chapitre, nous évaluons les performances d'un système de coopération à plusieurs relais. Tous les relais sont équipés d'antennes multiples et exploitent un codage spatio-temporel distribué avec des relais AF ou bien DF. Nous considérons plusieurs configurations de réseaux où le nombre de relais ainsi que le nombre de leurs antennes varient à chaque configuration. Nous étudions plus tard, l'impact de la connaissance imparfaite du canal aux récepteurs sur la fiabilité de la communica-

tion coopérative. Nous distinguons dans notre étude une connaissance imparfaite des canaux aux relais et à la destination (Jaafar *et al.*, 2009b).

4.1 Modèle du système

4.1.1 Modèle du réseau

Dans cette section, nous présentons le modèle du réseau coopératif à relais multiples. Le réseau est composé d'une source, K relais indexés par $k = 1, \dots, K$ et une destination. La source est équipée d'une seule antenne, le k^{ieme} relais est équipé de M_k antennes ($k = 1, \dots, K$) et la destination de L_d antennes. Le nombre total des antennes des relais est $L = \sum_{k=1}^K M_k$ inférieur ou égal à L_d . Les relais ne sont pas des sources, par conséquent, lors d'une communication coopérative, aucun trafic supplémentaire provenant des nœuds relais vers la même destination n'est considéré. Les relais sont *half-duplex* (Voir figure 4.1).

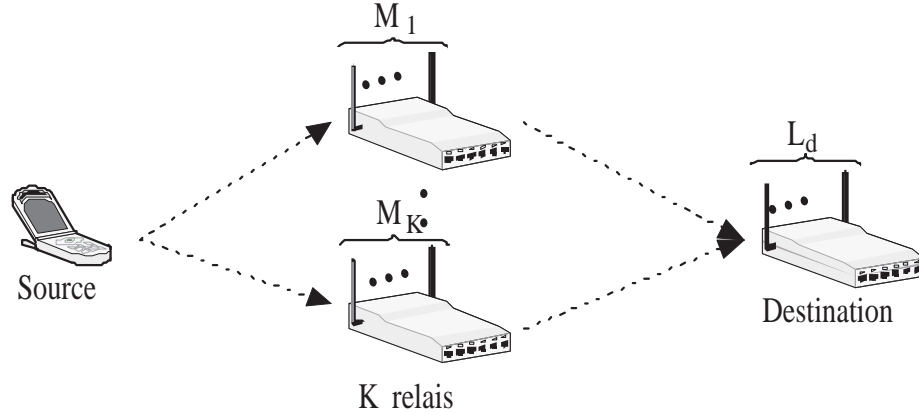


FIGURE 4.1 Modèle du réseau coopératif à relais multiples

La communication coopérative est exécutée durant deux phases de transmission égales. La première phase de diffusion est similaire à celle présentée dans la section 3.2.1. Nous supposons que le lien direct est de très mauvaise qualité, donc le signal émis sur ce canal n'est pas considéré dans l'analyse. Pendant la phase de relais, les relais transmettent simultanément les symboles reçus en utilisant un codage spatio-temporel en blocs. Nous supposons que les relais sont parfaitement synchrones (Jing

et Jafarkhani, 2007). Les configurations du réseau sont détaillées dans le Tableau 4.1

TABLEAU 4.1 Configuration du réseau

	Nombre des relais	Nombre des antennes à chaque relais
Config.1	1	4
Config.2	2	2
Config.3	4	1

4.1.2 Modèle du canal

Tous les nœuds sont supposés immobiles et les canaux radio quasi-statiques lors d'une transmission coopérative. Les canaux radio sont Rayleigh à évanouissement plat et leurs gains d'évanouissement sont des variables aléatoires i.i.d., Gaussiennes de moyennes nulles et variances unitaires. Cette supposition s'applique souvent à des environnements intérieurs (*Indoor*) et urbains.

Nous supposons que le canal est inconnu aux émetteurs. Pour des relais AF, nous supposons que la destination connaît tous les canaux. Tandis qu'avec des relais DF, les hypothèses de la connaissance du canal relais-destination à la destination et la connaissance du canal source- k^{ieme} relais au relais k ($\forall k = 1, \dots, K$) sont prises en compte.

Tout comme à la section 3.2.1, la puissance d'émission est la même sur les deux phases de transmission. Nous considérons également que la puissance d'émission de chaque relais est proportionnelle au nombre de ses antennes. D'où, la puissance d'émission du k^{ieme} relais est $\frac{PM_k}{L}$, où P est la puissance d'émission sur chaque phase. Puisqu'un codage spatio-temporel orthogonal ou quasi-orthogonal (OSTBC ou QOSTBC) est utilisé, nous considérons alors que chaque relais connaît les matrices du code à appliquer à la phase de relais.

Durant la phase de diffusion, la matrice des signaux reçus au k^{ieme} relais, \mathbf{R}^k (de dimensions $M_k \times T$), est donnée par :

$$\mathbf{R}^k = \sqrt{PT} \mathbf{h}^{s,k} \mathbf{s} + \mathbf{N}^{s,k}, \quad k = 1, \dots, K \quad (4.1)$$

où $\mathbf{h}^{s,k}$ est le vecteur des gains du canal source- k^{ieme} relais de dimensions $M_k \times 1$. \mathbf{s}

est le vecteur $1 \times T$ des symboles transmis d'énergie $E \{ \|\mathbf{s}\|^2 \} = E_s$ avec T le nombre de périodes symbole de transmission sur une phase et finalement $\mathbf{N}^{s,k}$ est la matrice $M_k \times T$ du bruit AWGN de moyenne nulle et matrice de covariance $E \{ \mathbf{N}^{s,k} (\mathbf{N}^{s,k})^* \} = N_0 \mathbf{I}_{M_k}$.

$$\text{On a : } \mathbf{s} = \begin{bmatrix} s_1 & \dots & s_T \end{bmatrix}, \mathbf{h}^{s,k} = \begin{bmatrix} h_1^{s,k} \\ \vdots \\ h_{M_k}^{s,k} \end{bmatrix}, \mathbf{N}^{s,k} = \begin{bmatrix} \mathbf{n}_1^{s,k} \\ \vdots \\ \mathbf{n}_{M_k}^{s,k} \end{bmatrix} \text{ et } \mathbf{R}^k = \begin{bmatrix} \mathbf{r}_1^k \\ \vdots \\ \mathbf{r}_{M_k}^k \end{bmatrix}.$$

Le vecteur \mathbf{r}_i^k ($i = 1, \dots, M_k$, $k = 1, \dots, K$) contient les signaux reçus à la i^{eme} antenne du k^{ieme} relais. Il est exprimé par :

$$\mathbf{r}_i^k = \sqrt{PT} h_i^{s,k} \mathbf{s} + \mathbf{n}_i^{s,k}. \quad (4.2)$$

Dans la section suivante, nous analysons le modèle de transmission sur la phase de relais pour des relais AF et DF exploitant un codage spatio-temporel distribué.

4.2 Analyse du modèle du réseau coopératif à relais multiples exploitant un codage STBC distribué

4.2.1 Relais Amplify-and-Forward

Durant la phase de relais, la matrice des signaux envoyés par le k^{ieme} relais est exprimée par :

$$\mathbf{X}^k = \begin{bmatrix} \mathbf{x}_1^k \\ \vdots \\ \mathbf{x}_{M_k}^k \end{bmatrix} \text{ où } \mathbf{x}_i^k = \sqrt{\frac{P/L}{PE_s + N_0}} (\mathbf{r}_i^k \mathbf{A}_i^k + \bar{\mathbf{r}}_i^k \mathbf{B}_i^k), \quad (4.3)$$

avec $\sqrt{\frac{P/L}{PE_s + N_0}}$ est le gain d'amplification du signal avant de le transmettre, calculé en respectant l'égalité de puissance entre les deux phases de diffusion et de relais et $\bar{\mathbf{r}}_i^k$ est le vecteur transposé de \mathbf{r}_i^k . \mathbf{A}_i^k et \mathbf{B}_i^k , de dimensions $T \times T$, sont les matrices STBC associées à l' i^{ieme} antenne du k^{ieme} relais, $\forall i = 1, \dots, M_k$ et $k = 1, \dots, K$. En

combinant les équations (4.2) et (4.3), nous obtenons :

$$\mathbf{x}_i^k = \sqrt{\frac{P^2 T/L}{PE_s + N_0}} \left(h_i^{s,k} \mathbf{s} \mathbf{A}_i^k + h_i^{s,k*} \bar{\mathbf{s}} \mathbf{B}_i^k \right) + \sqrt{\frac{P/L}{PE_s + N_0}} \left(\mathbf{n}_i^{s,k} \mathbf{A}_i^k + \bar{\mathbf{n}}_i^{s,k} \mathbf{B}_i^k \right). \quad (4.4)$$

Puisque les codes OSTBC et QOSTBC sont utilisés, nous distinguons deux cas possibles. Dans le premier cas, $\mathbf{A}_i^k = 0$ et $\mathbf{B}_i^k \neq 0$ (c'est-à-dire, la i^{eme} antenne du k^{ieme} relais envoie seulement les conjugués des symboles s_1^*, \dots, s_T^*). Dans le deuxième cas, $\mathbf{A}_i^k \neq 0$ et $\mathbf{B}_i^k = 0$ (c'est-à-dire, la i^{eme} antenne du k^{ieme} relais transmet seulement les symboles s_1, \dots, s_T). Nous définissons :

$$\begin{aligned} 1^{er} \text{ cas : } & \hat{\mathbf{A}}_i^k = \mathbf{B}_i^k, \hat{h}_i^{s,k} = h_i^{s,k*}, \hat{\mathbf{n}}_i^{s,k} = \bar{\mathbf{n}}_i^{s,k}, \mathbf{s}_i^{(k)} = \bar{\mathbf{s}} \\ 2^{eme} \text{ cas : } & \hat{\mathbf{A}}_i^k = \mathbf{A}_i^k, \hat{h}_i^{s,k} = h_i^{s,k}, \hat{\mathbf{n}}_i^{s,k} = \mathbf{n}_i^{s,k}, \mathbf{s}_i^{(k)} = \mathbf{s} \end{aligned} \quad (4.5)$$

En combinant les équations (4.4) et (4.5), \mathbf{x}_i^k devient :

$$\mathbf{x}_i^k = \sqrt{\frac{P^2 T/L}{PE_s + N_0}} \hat{h}_i^{s,k} \mathbf{s}_i^{(k)} \hat{\mathbf{A}}_i^k + \sqrt{\frac{P/L}{PE_s + N_0}} \hat{\mathbf{n}}_i^{s,k} \hat{\mathbf{A}}_i^k. \quad (4.6)$$

La matrice des signaux reçus à la destination, de dimensions $L_d \times T$, est donnée par :

$$\mathbf{D} = \begin{bmatrix} \mathbf{d}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{d}_{L_d} \end{bmatrix} \quad \text{où } \mathbf{d}_l = \sum_{k=1}^K \mathbf{d}_l^k, \quad (4.7)$$

avec \mathbf{d}_l est le vecteur des signaux reçus à la l^{ieme} antenne de la destination et \mathbf{d}_l^k est le vecteur des signaux issus du k^{ieme} relais et reçus à la l^{ieme} antenne. Il est donné par :

$$\mathbf{d}_l^k = \mathbf{h}_l^{k,d} \mathbf{X}^k + \mathbf{n}_l^{k,d}, \quad (4.8)$$

où $\mathbf{h}_l^{k,d}$ est la l^{ieme} ligne de la matrice des gains du canal k^{ieme} relais-destination (notée $\mathbf{H}^{k,d}$ et de dimensions $L_d \times M_k$), $\forall l = 1, \dots, L_d$. $\mathbf{n}_l^{k,d}$ est la l^{ieme} ligne de $\mathbf{N}^{k,d}$, la matrice $L_d \times T$ du bruit AWGN associé au canal k^{ieme} relais-destination ($l = 1, \dots, L_d$). Les éléments de la matrice $\mathbf{N}^{k,d}$ sont de moyennes nulles et sa matrice de covariance est $E \{ \mathbf{N}^{k,d} (\mathbf{N}^{k,d})^* \} = N_1 \mathbf{I}_{L_d}$.

En remplaçant l'équation (4.6) dans (4.8), \mathbf{d}_l^k devient,

$$\mathbf{d}_l^k = \sqrt{\frac{P^2 T/L}{PE_s + N_0}} \mathbf{h}_l^k \mathbf{S}^k + \mathbf{n}_l^k, \quad (4.9)$$

où

$$\mathbf{S}^k = \begin{bmatrix} \mathbf{s}_1^{(k)} \hat{\mathbf{A}}_1^k \\ \vdots \\ \mathbf{s}_{M_k}^{(k)} \hat{\mathbf{A}}_{M_k}^k \end{bmatrix}, \quad \mathbf{h}_l^k = \begin{bmatrix} \hat{h}_1^{s,k} h_{l,1}^{k,d} & \dots & \hat{h}_{M_k}^{s,k} h_{l,M_k}^{k,d} \end{bmatrix},$$

et

$$\mathbf{n}_l^k = \mathbf{n}_l^{k,d} + \sqrt{\frac{P/L}{PE_s + N_0}} \mathbf{H}_l^{k,d} \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{n}}_1^{s,k} \hat{\mathbf{A}}_1^k & \dots & \hat{\mathbf{n}}_{M_k}^{s,k} \hat{\mathbf{A}}_{M_k}^k \end{bmatrix}^t$$

Selon les équations (4.7) et (4.9), \mathbf{d}_l est exprimé par :

$$\mathbf{d}_l = \sqrt{\frac{P^2 T/L}{PE_s + N_0}} \mathbf{h}_l \mathbf{S}_{eq} + \mathbf{n}_l, \quad \forall l = 1, \dots, L_d \quad (4.10)$$

avec

$$\mathbf{S}_{eq} = \begin{bmatrix} \mathbf{S}^1 \\ \vdots \\ \mathbf{S}^K \end{bmatrix}, \quad \mathbf{h}_l = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_l^1 & \dots & \mathbf{h}_l^K \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \mathbf{n}_l = \sum_{k=1}^K \mathbf{n}_l^k.$$

\mathbf{S}_{eq} est la matrice équivalente des signaux transmis de dimensions $L \times T$. \mathbf{h}_l est le vecteur de dimensions $1 \times L$. Les éléments du vecteur \mathbf{n}_l , de dimensions $1 \times T$, sont des variables aléatoires i.i.d et ZMCSCG de variances unitaires, $\forall l = 1, \dots, L$. Finalement, la matrice des signaux reçus à la destination est donnée par :

$$\mathbf{D} = \sqrt{\frac{P^2 T/L}{PE_s + N_0}} \mathbf{H} \mathbf{S}_{eq} + \mathbf{N}, \quad (4.11)$$

où

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{h}_{L_d} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \mathbf{N} = \begin{bmatrix} \mathbf{n}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{n}_{L_d} \end{bmatrix}.$$

Au noeud destination, nous considérons un détecteur à maximum de vraisemblance (*Maximum Likelihood Detector*) (Haccoun, 2008b) délivrant $\tilde{\mathbf{s}}$, le vecteur de longueur

T des symboles estimés :

$$\tilde{\mathbf{s}} = \arg \min_{\mathbf{s} \in S} \left\| \mathbf{D} - \sqrt{\frac{P^2 T / L}{P E_s + N_0}} \mathbf{H} \mathbf{S}_{eq} \right\|_F, \quad (4.12)$$

avec S est l'ensemble des vecteurs de symboles possibles transmis durant la phase de diffusion. On note par $\|\mathbf{A}\|_F$ la norme Frobinus de la matrice \mathbf{A} .

4.2.2 Relais Decode-and-Forward

Puisque le relais k connaît le canal source- k^{ieme} relais, alors il détecte les symboles transmis en procédant à une détection à maximum de vraisemblance, délivrant le vecteur $\tilde{\mathbf{s}}^{k,DF}$ comme suit :

$$\tilde{\mathbf{s}}^{k,DF} = \arg \min_{\mathbf{s} \in S} \left\| \mathbf{R}^k - \sqrt{PT} \mathbf{h}^{s,k} \mathbf{s} \right\|_F, \quad \forall k = 1, \dots, K \quad (4.13)$$

À la phase de relais, chaque nœud relais envoie les symboles estimés en utilisant un STBC distribué. La matrice des signaux, de dimensions $M_k \times T$, transmise par le k^{ieme} relais, $\mathbf{X}^{k,DF}$, est donnée par :

$$\mathbf{X}^{k,DF} = \begin{bmatrix} \mathbf{x}_1^{k,DF} \\ \vdots \\ \mathbf{x}_{M_k}^{k,DF} \end{bmatrix} \quad \text{où } \mathbf{x}_i^{k,DF} = \sqrt{\frac{PT}{L}} \mathbf{s}^{(k),DF} \hat{\mathbf{A}}_i^k, \quad (4.14)$$

où $\hat{\mathbf{A}}_i^k$ est défini suivant l'expression (4.5). $\mathbf{s}^{(k),DF}$ est le vecteur des symboles détectés au k^{ieme} relais, $\tilde{\mathbf{s}}^{(k),DF}$ (ou son conjugué $(\tilde{\mathbf{s}}^{(k),DF})^*$). La matrice des signaux reçus à la destination \mathbf{D}^{DF} , de dimensions $L_d \times T$, est définie par (comme aux expressions (4.7) et (4.8)) :

$$\mathbf{D}^{DF} = \begin{bmatrix} \mathbf{d}_1^{DF} \\ \vdots \\ \mathbf{d}_{L_d}^{DF} \end{bmatrix} \quad \text{où } \mathbf{d}_l^{DF} = \sum_{k=1}^K \mathbf{d}_l^{k,DF} \text{ et } \mathbf{d}_l^{k,DF} = \mathbf{h}_l^{k,d} \mathbf{X}^{k,DF} + \mathbf{n}_l^{k,d}$$

Utilisant l'équation (4.14), $\mathbf{d}_l^{k,DF}$ devient :

$$\mathbf{d}_l^{k,DF} = \sqrt{\frac{PT}{L}} \mathbf{h}_l^{k,DF} \mathbf{S}^{k,DF} + \mathbf{n}_l^k, \quad (4.15)$$

où

$$\mathbf{S}^{k,DF} = \begin{bmatrix} \mathbf{s}^{(k),DF} \hat{\mathbf{A}}_1^k \\ \vdots \\ \mathbf{s}^{(k),DF} \hat{\mathbf{A}}_{M_k}^k \end{bmatrix}, \quad \mathbf{h}_l^{k,DF} = \begin{bmatrix} h_{l,1}^{k,d} & \dots & h_{l,M_k}^{k,d} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \mathbf{n}_l^k = \mathbf{n}_l^{k,d}.$$

D'où, le vecteur \mathbf{d}_l^{DF} est donné par

$$\mathbf{d}_l^{DF} = \sqrt{\frac{PT}{L}} \mathbf{h}_l^{DF} \mathbf{S}_{eq}^{DF} + \mathbf{n}_l, \quad (4.16)$$

avec

$$\mathbf{h}_l^{DF} = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_l^{1,DF} & \dots & \mathbf{h}_l^{K,DF} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{S}_{eq}^{DF} = \begin{bmatrix} \mathbf{S}^{1,DF} \\ \vdots \\ \mathbf{S}^{K,DF} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \mathbf{n}_l = \sum_{k=1}^K \mathbf{n}_l^k.$$

Finalement, la matrice des signaux reçus à la destination est exprimée par :

$$\mathbf{D}^{DF} = \sqrt{\frac{PT}{L}} \mathbf{H}^{DF} \mathbf{S}_{eq}^{DF} + \mathbf{N} \quad \text{avec} \quad \mathbf{H}^{DF} = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_1^{DF} \\ \vdots \\ \mathbf{h}_{L_d}^{DF} \end{bmatrix}. \quad (4.17)$$

Après détection à maximum de vraisemblance à la destination, le vecteur des symboles estimés $\tilde{\mathbf{s}}^{DF}$ est :

$$\tilde{\mathbf{s}}^{DF} = \arg \min_{\mathbf{s} \in S} \left\| \mathbf{D}^{DF} - \sqrt{\frac{PT}{L}} \mathbf{H}^{DF} \mathbf{S}_{eq}^{DF} \right\|_F, \quad (4.18)$$

avec S est l'ensemble des vecteurs de symboles possibles transmis durant la phase de diffusion.

4.3 Analyse du modèle de réseau coopératif avec une connaissance imparfaite des canaux aux récepteurs

Dans cette section, nous adaptons l'analyse faite à la section 4.2 à une nouvelle hypothèse. En effet, nous considérons une connaissance imparfaite des canaux aux récepteurs (Paulraj et Nabar, 2006). Ceci permet d'observer l'impact des erreurs survenues lors de l'estimation du canal au récepteur sur les performances, en termes de taux d'erreur binaire, de la communication à relais multiples.

4.3.1 Relais Amplify-and-Forward

Dans les sections 3.1 et 3.2, nous avons considéré la connaissance des canaux source-relais et relais-destination au nœud destination. Puisque cette connaissance peut être imparfaite, alors les estimations des canaux à la destination peuvent être modélisées par :

$$\begin{cases} \tilde{\mathbf{h}}^{s,k} = \hat{\mathbf{h}}^{s,k} + \Delta\hat{\mathbf{h}}^{s,k} & \forall k = 1, \dots, K \\ \tilde{\mathbf{H}}^{k,d} = \mathbf{H}^{k,d} + \Delta\mathbf{H}^{k,d} \end{cases}, \quad (4.19)$$

où $\Delta\mathbf{h}^{s,k}$ et $\Delta\mathbf{H}^{k,d}$ sont respectivement le vecteur et la matrice des erreurs d'estimation des canaux source- k^{ieme} relais et k^{ieme} relais-destination, $\forall k = 1, \dots, K$. $\Delta\mathbf{h}^{s,k}$ et $\Delta\mathbf{H}^{k,d}$ sont composés de gains ZMCSCG i.i.d de moyennes nulles et de variances σ_e^{s,k^2} et σ_e^{k,d^2} respectivement (Yoo et Goldsmith, 2004). Si $\Delta\mathbf{h}^{s,k}$ et $\Delta\mathbf{H}^{k,d}$ sont nuls, alors une connaissance parfaite des canaux est obtenue.

4.3.2 Relais Decode-and-Forward

Pour des relais DF, le modèle de l'estimation du canal source- k^{ieme} relais au k^{ieme} relais est exprimé par :

$$\tilde{\mathbf{h}}^{s,k} = \mathbf{h}^{s,k} + \Delta\mathbf{h}^{s,k}, \quad \forall k = 1, \dots, K \quad (4.20)$$

où $\Delta\mathbf{h}^{s,k}$ est le vecteur $M_k \times 1$ d'éléments i.i.d et ZMCSCG, de variances σ_e^{s,k^2} et représente l'erreur sur l'estimation du canal. Le vecteur des symboles détecté au k^{ieme}

relais est donné par :

$$\tilde{\mathbf{s}}^{k,DF} = \arg \min_{\mathbf{s} \in S} \left\| \mathbf{R}^k - \sqrt{PT} \tilde{\mathbf{h}}^{s,k} \mathbf{s} \right\|_F, \quad (4.21)$$

La destination connaît le canal k^{ieme} relais-destination, $\forall k = 1, \dots, K$, modélisé par $\tilde{\mathbf{H}}^{k,d}$ comme à l'expression (4.19).

4.4 Résultats Numériques

Dans cette section, nous présentons les performances en taux d'erreur binaire d'un réseau à relais multiples (AF ou DF) exploitant un codage spatio-temporel distribué par des simulations Monte-Carlo.

En effet, à l'aide du logiciel de simulation Matlab[®], nous effectuons plusieurs réalisations de canaux à une valeur de SNR donnée. À chaque réalisation, nous simulons une transmission, puis nous comptons le nombre de bits erronés à la réception. La valeur portée sur les figures correspond à la moyenne des nombres de bits erronés sur toutes les réalisations des canaux. Cette méthode d'évaluation du taux d'erreur binaire est utilisée pour tous les résultats de simulation obtenus dans ce mémoire.

Dans le cas général, nous choisissons la structure du QOSTBC avec $T = L = 4$ offrant un taux de transmission $\frac{1}{2}$ symboles/période de temps (4 symboles/réalisation de canal) sur tout le système (4 symboles sont envoyés du nœud source et sont reçus à la destination après 8 périodes symboles, avec 4 périodes symbole sur chacune des phases de transmission) et le nombre d'antennes à la destination est $L_d = 4$. Les matrices du code aux relais utilisés sont alors :

$$\begin{aligned} \mathbf{A}_1 &= \mathbf{I}_4, \quad \mathbf{A}_2 = \mathbf{0}_4, \quad \mathbf{A}_3 = \mathbf{0}_4, \quad \mathbf{B}_1 = \mathbf{0}_4, \quad \mathbf{B}_4 = \mathbf{0}_4, \\ \mathbf{A}_4 &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \\ \mathbf{B}_2 &= \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_3 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \end{aligned}$$

\mathbf{A}_i et \mathbf{B}_i ($\forall i = 1, \dots, 4$) sont associées aux relais selon la configuration du réseau. La structure du code quasi-orthogonal à la destination est :

$$\begin{bmatrix} s_1 & -s_2^* & -s_3^* & s_4 \\ s_2 & s_1^* & -s_4^* & -s_3 \\ s_3 & -s_4^* & s_1^* & -s_2 \\ s_4 & s_3^* & s_2^* & s_1 \end{bmatrix}. \quad (4.22)$$

Ceci est la transposée du code QOSTBC original (Jing et Jafarkhani (2007), Jafarkhani (2005)). La forme originale est obtenue en considérant $\mathbf{s} = [s_1 \ s_2^* \ -s_3^* \ s_4]^t$.

Les figures 4.2 et 4.3 présentent les taux d'erreur binaire (BER) des techniques de relaying AF et DF respectivement, pour différentes configurations de réseau. Nous considérons une connaissance parfaite des canaux aux récepteurs et la modulation BPSK au nœud source (et aux relais DF). La figure 4.2 montre que les BERs des configurations de réseau sont les mêmes pour des relais AF. Ce résultat est prévu puisque la coopération est distribuée, c'est-à-dire aucun échange d'information entre les relais n'est nécessaire. Par suite, la diversité d atteint sa valeur maximale $d = 4$. Ce résultat est en accord avec le résultat théorique dans (Jing et Hassibi, 2005), où la diversité dans un réseau coopératif à relais AF multiples est définie par :

$$d = \min(L_s, L_d)L, \quad (4.23)$$

avec L_s , L_d et L sont les nombres d'antennes au nœud source, la destination et la somme des antennes de tous les relais, respectivement.

Dans la figure 4.3 (avec des relais DF), nous remarquons une différence des performances entre les configurations. En effet, le système est de plus en plus performant, en terme d'erreur, lorsque la configuration du réseau converge vers un relais MIMO. La diversité du système est contrôlée par la diversité de la phase de diffusion puisque les relais détectent puis transmettent l'estimée de l'information reçue. D'où, si les relais sont équipés d'une seule antenne, la diversité sur la phase de diffusion est égale à 1, et par conséquent celle du système est égale à 1, même si une diversité maximale de 4 est obtenue sur la phase de relais. Par suite, les configurations 1, 2 et 3 atteignent les diversités 4, 2 et 1 respectivement.

Dans le cas spécial de Config.1 avec des relais AF et relais DF dans les deux figures 4.2 et 4.3, nous remarquons que malgré la diversité maximale atteinte par les

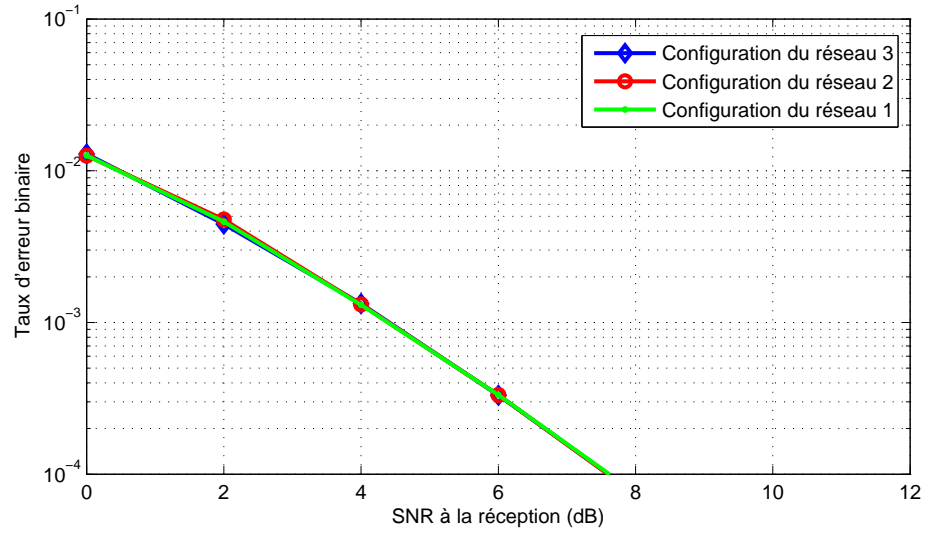


FIGURE 4.2 Taux d'erreur binaire du réseau coopératif à relais AF multiples avec codage spatio-temporel distribué (modulation BPSK)

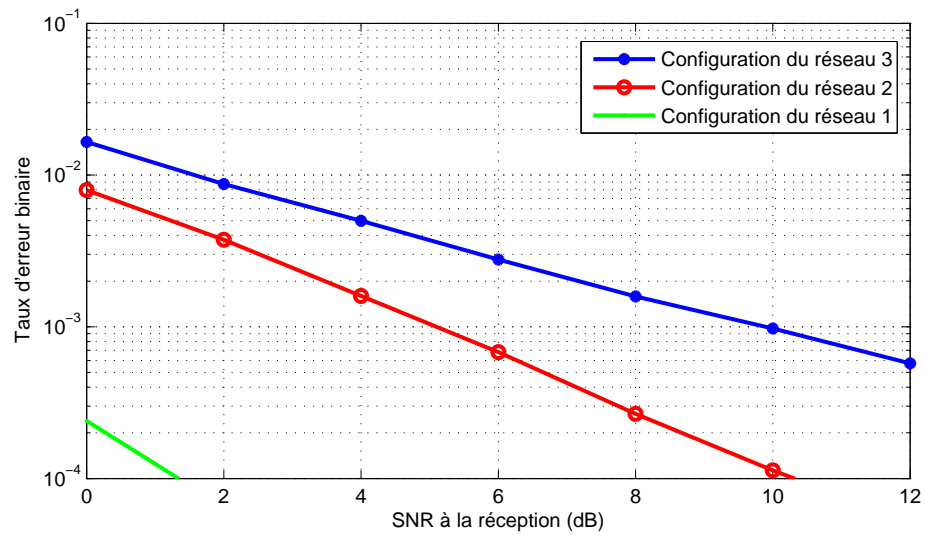


FIGURE 4.3 Taux d'erreur binaire du réseau coopératif à relais DF multiples avec codage spatio-temporel distribué (modulation BPSK)

deux systèmes, le relais DF présente des meilleures performances en taux d'erreur binaire. En effet, le fait que le relais soit MIMO, ceci lui permet de recevoir les symboles transmis par le nœud source par différents canaux indépendants, donc il est très probable que l'un des canaux soit de très bonne qualité permettant ainsi de détecter correctement l'information envoyée. Par contre, le relais AF ne fait que amplifier le signal reçu et également le bruit accumulé sur la phase de diffusion et les retransmet au nœud de destination qui doit détecter les symboles transmis. Ce qui explique cette différence de performances remarquable.

Les figures 4.4 et 4.5 illustrent les résultats en BER pour config.3 avec des relais AF et une connaissance imparfaite des canaux aux récepteurs (le même type de résultat est retrouvé avec d'autres configurations de réseau). Dans la figure 4.4, nous choisissons $\sigma_e^{k,d^2} = 0.01$. Le taux d'erreur binaire augmente rapidement quand σ_e^{s,k^2} augmente. La dégradation est sévère quand l'erreur dépasse 10%. Ce résultat est en accord avec la règle citée dans (Paulraj et Nabar, 2006) : L'erreur sur l'estimation du canal doit être 10dB en dessous de la puissance du bruit blanc additif Gaussien pour une estimation correcte du canal. Il s'en suit que, quand $\sigma_e^{s,k^2} \leq 10\%$, le BER diminue légèrement. Pour BER= 10^{-4} , la dégradation en SNR est de 0.5dB quand σ_e^{s,k^2} passe de 1% à 10%. Ce résultat est intéressant puisque la technique AF permet de diminuer l'erreur sur tout le système en livrant la tâche de détection au nœud destination.

La figure 4.5 présente les performances d'erreur pour $\sigma_e^{s,k^2} = 0.01$. Quand $\sigma_e^{k,d^2} \leq 15\%$, les BERs sont quasiment les mêmes. Cela veut dire que l'erreur sur l'estimation du canal à la phase de relais a moins d'impact sur la fiabilité de la communication que la phase de diffusion. Ceci peut être expliqué par l'utilisation de la technique AF et la protection additionnelle que fournit le code QOSTBC à la phase de relais. Nous déduisons que l'erreur tolérée à la phase de relais est de 15% (5% mieux que celle de la phase de diffusion) grâce à la fiabilité renforcée par le code STBC.

Les figures 4.6 et 4.7 considèrent la config.3 avec des relais DF et une connaissance imparfaite des canaux aux récepteurs (le même comportement de réseau est observé pour d'autres configurations de réseau). Dans la figure 4.6, nous prenons $\sigma_e^{k,d^2} = 0.01$. Le taux d'erreur binaire augmente proportionnellement à σ_e^{s,k^2} . Pour $\sigma_e^{s,k^2} \leq 0.1$, la dégradation est insignifiante pour des valeurs de SNR faibles, dû au pouvoir de détection des nœuds relais. Ensuite, il augmente rapidement pour des valeurs élevées de SNR. En effet, les erreurs sur l'estimation du canal délivrent souvent des symboles éronnés aux relais à haut SNR. Par contre, pour $\sigma_e^{s,k^2} > 0.1$, le BER devient

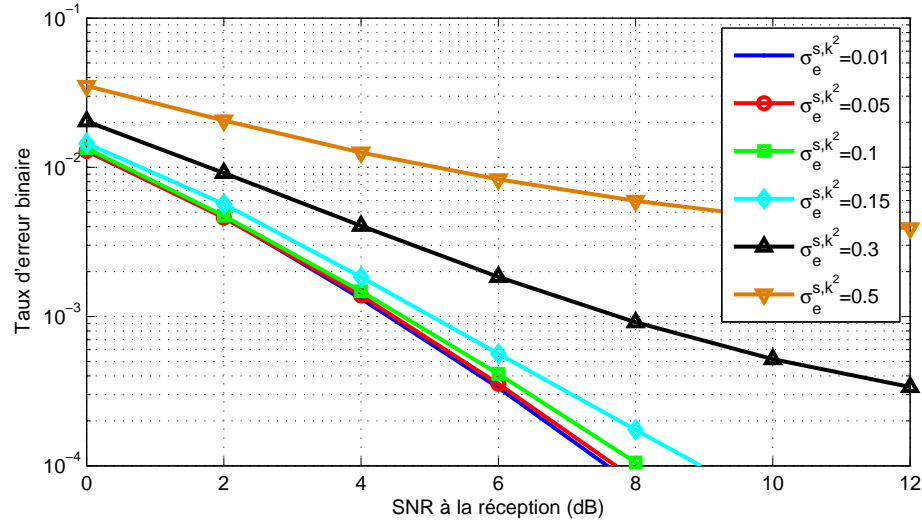


FIGURE 4.4 Taux d'erreur binaire du réseau coopératif à relais AF multiples avec codage spatio-temporel distribué, Config.3, $\sigma_e^{k,d^2} = 0.01$

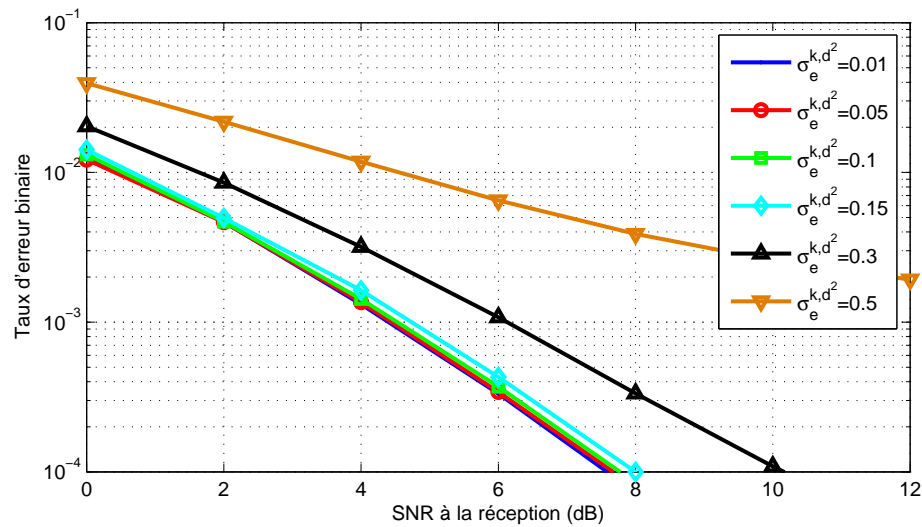


FIGURE 4.5 Taux d'erreur binaire du réseau coopératif à relais AF multiples avec codage spatio-temporel distribué, Config.3, $\sigma_e^{s,k^2} = 0.01$

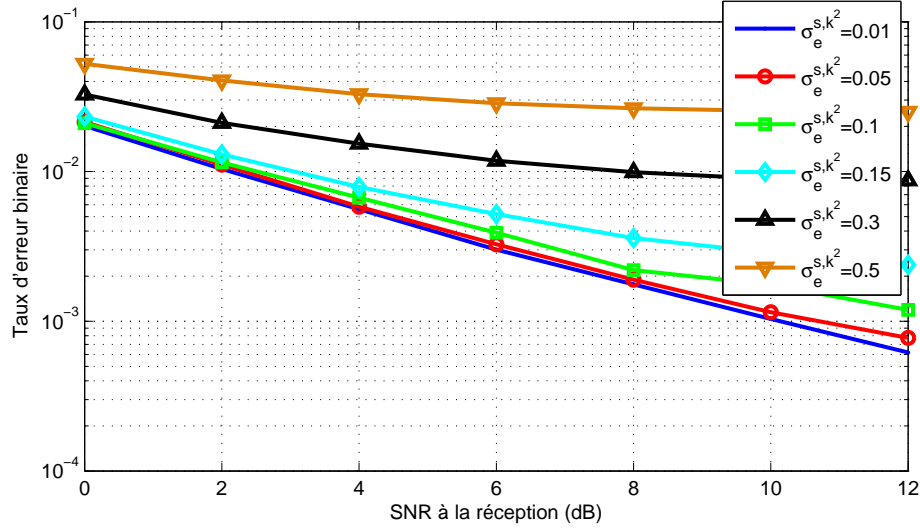


FIGURE 4.6 Taux d'erreur binaire du réseau coopératif à relais DF multiples avec codage spatio-temporel distribué, Config.3, $\sigma_e^{k,d^2} = 0.01$

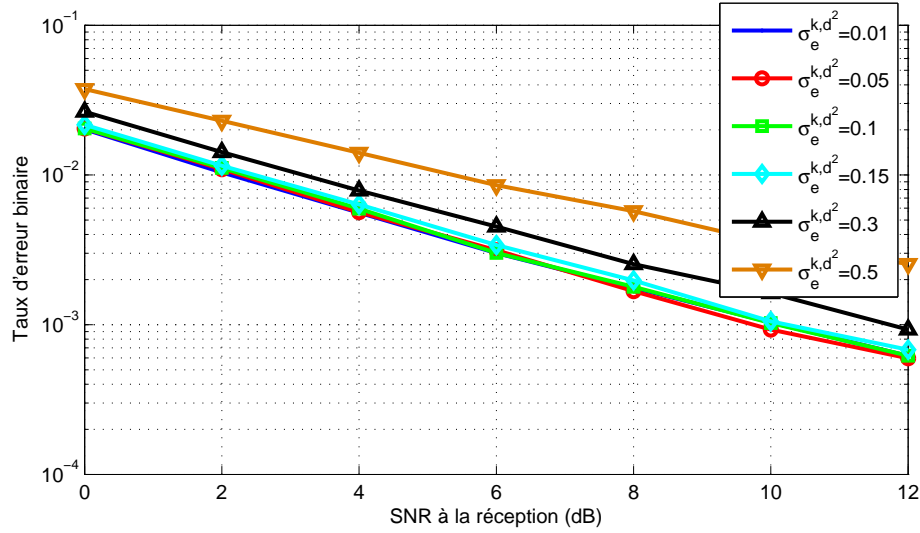


FIGURE 4.7 Taux d'erreur binaire du réseau coopératif à relais DF multiples avec codage spatio-temporel distribué, Config.3, $\sigma_e^{s,k^2} = 0.01$

excessivement élevé.

Dans la figure 4.7, nous avons $\sigma_e^{s,k^2} = 0.01$. Nous observons que pour $\sigma_e^{k,d^2} \leq 0.15$, les BERs sont similaires. σ_e^{k,d^2} a un faible effet sur les performances d'erreur. Ceci est

dû au code QOSTBC utilisé durant la phase de relais afin d'accroître la fiabilité. Mais, quand $\sigma_e^{k,d^2} > 0.15$, le BER se dégrade sévèrement. Pour $\text{BER}=10^{-2}$, la détérioration est de $1.3dB$ ($3.5dB$) entre les courbes de $\sigma_e^{k,d^2} = 0.1$ et $\sigma_e^{k,d^2} = 0.3$ ($\sigma_e^{k,d^2} = 0.5$).

4.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons analysé et évalué les performances du réseau coopératif à relais multiples (AF ou DF) et antennes multiples exploitant un codage spatio-temporel distribué. Nous avons évalué les performances d'erreur de ce système pour différentes configurations (différent nombre de relais et d'antennes par relais) et pour une connaissance parfaite ou imparfaite des canaux aux récepteurs. Nous avons montré que pour un réseau où tous les relais ont une seule antenne, la technique AF résiste mieux à la connaissance imparfaite des canaux que la technique DF. De plus, grâce à la flexibilité du codage spatio-temporel distribué, la diversité atteinte par la technique AF est maximale, égale à 4, pour une marge d'erreur sur l'estimation du canal à la phase de relais inférieure à 15%.

Chapitre 5

LA TRANSMISSION ADAPTATIVE DANS LE RÉSEAU COOPÉRATIF À RELAIS MULTIPLES

Dans le chapitre IV nous nous sommes intéressés à la communication coopérative à relais multiples exploitant un codage spatio-temporel distribué. À un taux de transmission fixe, le codage spatio-temporel ou le multiplexage spatial peuvent être utilisés pour une transmission point-à-point (en choisissant adéquatement les modulations aux émetteurs) afin d'améliorer le taux d'erreur. Pour une communication coopérative, plusieurs manières de faire permettent d'augmenter la fiabilité de la communication. Les auteurs de (Laneman *et al.* (2004), Hua *et al.* (2003), Jing et Jafarkhani (2007), Jing et Hassibi (2005)) proposent des protocoles pour améliorer la diversité. Dans (Kim et Cherukuri, 2005), les auteurs présentent une méthode de coopération basée sur le multiplexage spatial (*Cooperative-SM*). Ils ont montré que cette méthode est performante en terme d'erreur pour les hauts débits.

Dans ce chapitre, nous portons notre intérêt sur les techniques de sélection entre le multiplexage spatial et le codage spatio-temporel Alamouti. En exploitant adéquatement les degrés de liberté du système coopératif, nous combinons les avantages du multiplexage spatial et Alamouti en vue d'améliorer la fiabilité de la communication. Des travaux récents (Heath et Paulraj, 2005) et (Oyman et Xue, 2007), ont analysé des telles méthodes pour les communications point-à-point et pour des réseaux à plusieurs relais. Leurs techniques garantissent l'erreur la plus faible et s'approchent des performances des systèmes MIMO, mais nécessitent toujours une information véhiculée sur un lien de retour (*feedback*) de la destination vers les émetteurs.

Nous proposons dans ce qui suit une technique simple de sélection entre le mul-

tiptexage spatial et le codage Alamouti dans un réseau coopératif à relais multiple. Cette technique est basée sur un seuil de sélection de SNR fixe et facile à déterminer. L'avantage est de limiter les transmissions de la destination vers les émetteurs et donc économiser l'énergie et réduire les délais. De plus, notre technique ne requiert pas une sélection de modulation au nœud source (en contraste avec la technique centralisée de (Oyman et Xue, 2007)), et seuls les relais adaptent les signaux pour satisfaire à la contrainte du taux de transmission fixe (Jaafar *et al.*, 2009a).

5.1 Modèle du système

5.1.1 Modèle du réseau

Nous considérons un réseau composé d'un nœud source, K nœuds relais, ayant tous une seule antenne et un nœud destination ayant L_d antennes (Voir la figure 3.1.b). Nous supposons que $L_d \geq K$. Les relais ne fournissent aucun trafic additionnel vers la même destination et tous les nœuds sont en communication *half-duplex*.

Tout comme au chapitre IV, la communication est exécutée sur deux phases temporelles (mais pas forcément égales). Durant la phase de diffusion, la source envoie T_1 symboles d'information sur T_1 périodes symbole. Les relais transforment (cette opération sera expliquée plus tard) et amplifient (ou démodulent puis remodulent) les symboles reçus et procèdent à la deuxième phase. À la phase de relais, les nœuds relais transmettent simultanément les symboles reçus en utilisant un codage spatio-temporel distribué ou bien le multiplexage spatial sur une durée T_2 périodes symbole. Nous supposons encore que les relais sont parfaitement synchrones et que le canal source-destination est toujours fortement corrompu (donc son signal est ignoré à la destination).

Dans ce qui suit, nous menons notre analyse pour le cas du réseau coopératif à deux relais et une destination à $L_d \geq 2$ antennes. Étendre cette analyse à des réseaux à plusieurs relais et à plusieurs antennes est un problème intéressant pour des travaux futurs.

5.1.2 Modèle du canal

Les mêmes hypothèses du canal que celles présentées dans la section 4.1.2 restent valables dans ce qui suit.

On note P_1 la puissance d'émission du nœud source et P_2 celle de chacun des relais. Nous obtenons alors $P_1 \times T_1 = K \times P_2 \times T_2$.

Durant la phase de diffusion, le vecteur des signaux reçu au k^{ieme} relais, noté \mathbf{r}^k et de dimension $1 \times T$, est donné par (comme à l'expression (4.1)) :

$$\mathbf{r}^k = \sqrt{P_1 T} h^{s,k} \mathbf{s}^k + \mathbf{n}^{s,k}, \quad k = 1, \dots, K \quad (5.1)$$

où $h^{s,k}$ est le gain du canal source- k^{ieme} relais, \mathbf{s}^k est le vecteur des symboles transmis par la source, de dimension $1 \times T$ ($T = T_1$ pour Alamouti et $T = T_1/K$ pour le multiplexage spatial) et reçus au k^{ieme} relais et $\mathbf{n}^{s,k}$ est le vecteur du bruit AWGN de moyenne nulle et matrice de covariance $E\{\mathbf{n}^{s,k*} \mathbf{n}^{s,k}\} = N_0 \mathbf{I}_T$.

La prochaine section présente les modes de transmission sur la phase de relais avec des relais AF et DF.

5.2 Analyse des modes de transmission dans un réseau coopératif à relais multiples

Le réseau considéré ici possède deux nœuds relais, d'où $T_1 = 4$ et $T_2 = 2$. Nous supposons que la source utilise la même modulation pour toutes les transmissions (BPSK). Par contre, les signaux reçus aux relais peuvent être traités et transformés afin de les adapter à la constellation d'estimation au nœud destination (BPSK pour le multiplexage spatial et QPSK pour Alamouti). En effet, cette opération permet d'obtenir le même taux de transmission du système R (en bits/période symbole) pour le multiplexage spatial et Alamouti, et par la suite d'effectuer une comparaison équitable entre les deux techniques de transmission.

5.2.1 Le Multiplexage Spatial

À la phase diffusion, chaque relais détecte une fraction $T_1/2$ des symboles transmis et reste inactif pendant une durée $T_1/2$. Dans notre modèle, une manière facile de faire est de permettre au 1^{er} relais (2^{eme} relais) de détecter les symboles transmis durant les périodes symbole impaires (paires) et rester inactif pendant les périodes symbole paires (impaires). Par suite, $T = T_1/2 = 2$. La figure 5.1 décrit la transmission coopérative avec le multiplexage spatial.

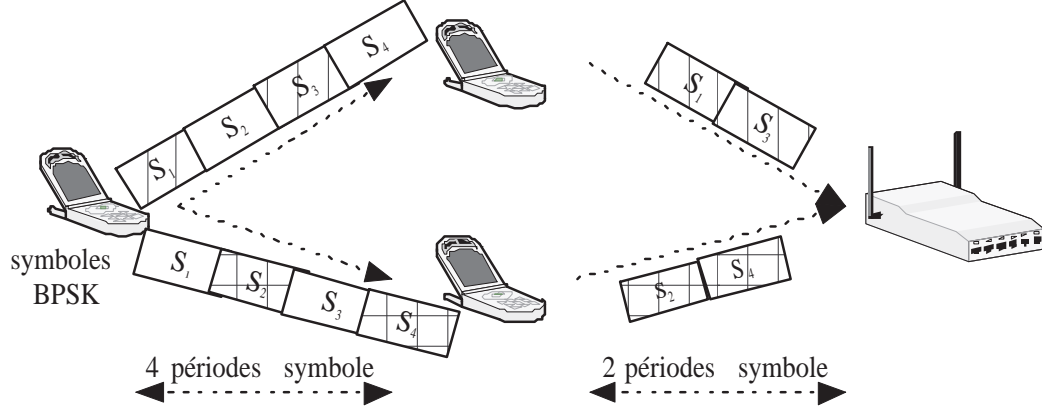


FIGURE 5.1 Modèle du réseau coopératif à 2 relais - Le Multiplexage Spatial

Relais Amplify-and-Forward

Avant de transmettre à la phase de relais, chaque relais amplifie son signal par un facteur g^k . Le vecteur des signaux transmis par le k^{ieme} relais, de dimensions $1 \times T_2$, est donné par :

$$\mathbf{x}_k = g^k \mathbf{r}^k, \quad (5.2)$$

où $E \{ \|\mathbf{x}_k\|_F^2 \} = P_2 T_2$. La matrice $L_d \times T_2$ des signaux reçus à la destination est exprimée par :

$$\mathbf{D} = \sum_{k=1}^2 \mathbf{h}^{k,d} \mathbf{x}^k + \mathbf{N}^d, \quad (5.3)$$

avec $\mathbf{h}^{k,d}$ le vecteur $L_d \times 1$ des gains du canal k^{ieme} relais-destination et \mathbf{N}^d est la matrice $L_d \times T_2$ du bruit AWGN reçu à la destination. Les éléments de \mathbf{N}^d sont de moyennes nulles et sa matrice de covariance est $E \{ \mathbf{N}^d (\mathbf{N}^d)^* \} = N_1 \mathbf{I}_{L_d}$.

En substituant les expressions (5.1) et (5.2) dans l'équation (5.3), \mathbf{D} devient,

$$\mathbf{D} = \sqrt{P_1 T} \sum_{k=1}^2 \mathbf{h}^{k,d} g^k h^{s,k} \mathbf{s}^k + \mathbf{N}^d. \quad (5.4)$$

Finalement,

$$\mathbf{D} = \sqrt{P_1 T} \mathbf{H}_{eq} \mathbf{S}_{eq} + \mathbf{N}^d, \quad (5.5)$$

où

$$\mathbf{H}_{eq} = \begin{bmatrix} \mathbf{h}^{1,d} g^1 h^{s,1} & \mathbf{h}^{2,d} g^2 h^{s,2} \end{bmatrix}, \mathbf{S}_{eq} = \begin{bmatrix} \mathbf{s}^1 \\ \mathbf{s}^2 \end{bmatrix} \text{ et } \mathbf{N}^d = \sum_{k=1}^2 \mathbf{h}^{k,d} g^k \mathbf{n}^{s,k} + \mathbf{N}^d.$$

Au nœud destination, nous considérons un détecteur à maximum de vraisemblance délivrant $\tilde{\mathbf{S}}_{eq}$ (la matrice $K \times T$ des symboles estimés) :

$$\tilde{\mathbf{S}}_{eq} = \arg \min_{\mathbf{S}_{eq} \in S} \left\| \mathbf{D} - \sqrt{P_1 T} \mathbf{H}_{eq} \mathbf{S}_{eq} \right\|_F, \quad (5.6)$$

avec S est l'ensemble de toutes les matrices $K \times T$ des symboles possibles (de la modulation BPSK dans notre modèle) transmis à la phase de diffusion.

Relais Decode-and-Forward

Vu que chaque relais connaît le canal source-relais, alors il est capable de détecter les symboles transmis par un décodeur à maximum de vraisemblance, délivrant le vecteur $\tilde{\mathbf{s}}^{k,DF}, \forall k = 1, 2$, exprimé par (5.7) :

$$\tilde{\mathbf{s}}^{k,DF} = \arg \min_{\mathbf{s}^k \in S} \left\| \mathbf{r}^k - \sqrt{P_1 T} h^{s,k} \mathbf{s}^k \right\|_F. \quad (5.7)$$

À la phase de relais, chacun des relais émet les estimations des symboles multipliées par un facteur de gain $g^{k,DF}$ afin de respecter la contrainte sur l'égalité de l'énergie entre les deux phases de transmission et entre les relais. La matrice $1 \times T$ des signaux transmis par le k^{ieme} relais, $\mathbf{x}^{k,DF}$, est donnée par :

$$\mathbf{x}^{k,DF} = g^{k,DF} \tilde{\mathbf{s}}^{k,DF}. \quad (5.8)$$

La matrice des signaux reçus à la destination, \mathbf{D}^{DF} (de dimensions $L_d \times T_2$), est définie par (comme à l'expression (5.5)) :

$$\mathbf{D} = \mathbf{H}_{eq}^{DF} \mathbf{S}_{eq}^{DF} + \mathbf{N}^d, \quad (5.9)$$

où

$$\mathbf{H}_{eq}^{DF} = \begin{bmatrix} \mathbf{h}^{1,d} g^{1,DF} & \mathbf{h}^{2,d} g^{2,DF} \end{bmatrix} \text{ et } \mathbf{S}_{eq}^{DF} = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{s}}^{1,DF} \\ \tilde{\mathbf{s}}^{2,DF} \end{bmatrix}.$$

Une détection à maximum de vraisemblance à la destination délivre la matrice des symboles $\tilde{\mathbf{S}}_{eq}^{DF}$:

$$\tilde{\mathbf{S}}_{eq}^{DF} = \arg \min_{\mathbf{S}_{eq}^{DF} \in S} \|\mathbf{D}^{DF} - \mathbf{H}_{eq}^{DF} \mathbf{S}_{eq}^{DF}\|_F, \quad (5.10)$$

où S est défini de façon similaire à celle de l'expression (5.6).

5.2.2 Codage Alamouti distribué

À la phase de diffusion, chaque relais écoute tous les signaux transmis. Donc, dans l'équation (5.1), $\mathbf{s}^k = \mathbf{s}^{k'}, \forall k \neq k'$ et $k, k' = 1, 2$. Dans notre modèle, $T = T_1 = 4$ et $T_2 = 2$. La figure 5.2 illustre la transmission Alamouti exécutée sur $T_1 + T_2$ périodes symbole.

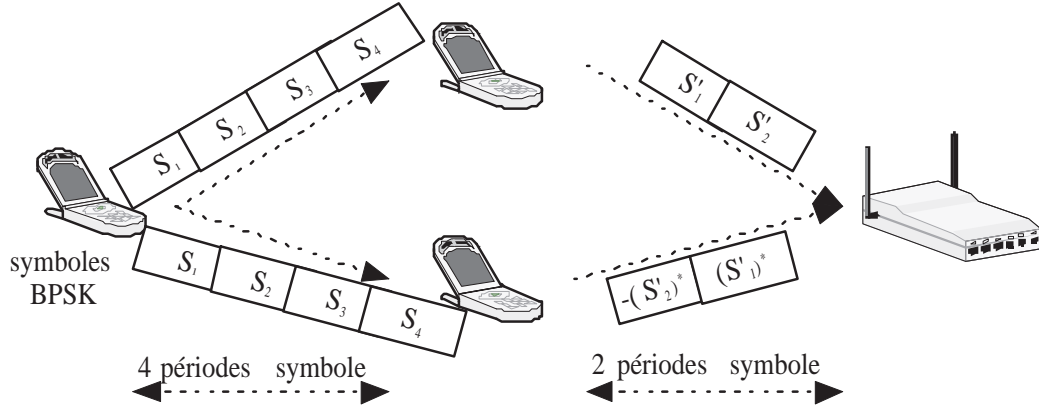


FIGURE 5.2 Modèle du réseau coopératif à 2 relais - Alamouti

Relais Amplify-and-Forward

Puisque le taux de transmission est fixe, alors une transformation des signaux reçus doit être effectuée afin de détecter des symboles QPSK à la destination. Pour des relais *Amplify-and-Forward* et des symboles BPSK transmis par la source, nous proposons la méthode suivante : Le k^{ieme} nœud relais combine les signaux reçus afin d'obtenir un nouveau vecteur de symboles, \mathbf{y}^k , exprimé par,

$$\mathbf{y}^k = \begin{bmatrix} r^k[1] + jr^k[2] & r^k[3] + jr^k[4] \end{bmatrix}, \quad \forall k = 1, 2 \quad (5.11)$$

où $r^k[i]$ est le signal reçu à la i^{eme} période symbole au relais k ($i = 1, \dots, 4$). On note :

$$s_1' = s_1 + js_2, \quad s_2' = s_3 + js_4,$$

$$\mathbf{s}' = \begin{bmatrix} s_1' & s_2' \end{bmatrix}$$

et

$$\mathbf{n}^{s,k'} = [n^{s,k}[1] + jn^{s,k}[2] \quad n^{s,k}[3] + jn^{s,k}[4]] .$$

\mathbf{y}^k est alors donné par :

$$\mathbf{y}^k = \sqrt{P_1 T} h^{s,k} \mathbf{s}' + \mathbf{n}^{s,k'} . \quad (5.12)$$

Le vecteur $1 \times T_2$ des signaux émis par le k^{ieme} relais s'écrit :

$$\mathbf{x}^k = \hat{\mathbf{y}}^k \hat{\mathbf{A}}^k g^k, \quad (5.13)$$

où

$$\begin{aligned} 1^{er} \text{ cas : } \hat{\mathbf{A}}^k &= \mathbf{B}^k (\mathbf{A}^k = \mathbf{0}_{T_2}), \hat{\mathbf{y}}^k = \bar{\mathbf{y}}^k, \hat{h}^{s,k} = h^{s,k*}, \hat{\mathbf{n}}^{s,k} = \bar{\mathbf{n}}^{s,k'}, \mathbf{s}^{(k)} = \bar{\mathbf{s}}' \\ 2^{eme} \text{ cas : } \hat{\mathbf{A}}^k &= \mathbf{A}^k (\mathbf{B}^k = \mathbf{0}_{T_2}), \hat{\mathbf{y}}^k = \mathbf{y}^k, \hat{h}^{s,k} = h^{s,k}, \hat{\mathbf{n}}^{s,k} = \mathbf{n}^{s,k'}, \mathbf{s}^{(k)} = \mathbf{s}' \end{aligned} \quad (5.14)$$

avec \mathbf{A}^k et \mathbf{B}^k , de dimensions $T_2 \times T_2$, les matrices du code Alamouti associées au k^{ieme} relais (définies tout comme au chapitre IV et (Jing et Jafarkhani, 2007)). Le signal reçu à la destination est exprimé par :

$$\mathbf{D} = \sqrt{P_1 T} \mathbf{H} \mathbf{S} + \hat{\mathbf{N}}^d, \quad (5.15)$$

où

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{h}^{1,d} g^1 \hat{h}^{s,1} & \mathbf{h}^{2,d} g^2 \hat{h}^{s,2} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{S} = \begin{bmatrix} \mathbf{s}^{(1)} \hat{\mathbf{A}}^{(1)} \\ \mathbf{s}^{(2)} \hat{\mathbf{A}}^{(2)} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \hat{\mathbf{N}}^d = \sum_{k=1}^2 \mathbf{h}^{k,d} g^k \hat{\mathbf{n}}^{s,k} \hat{\mathbf{A}}^k + \mathbf{N}^d.$$

Comme il s'agit d'un codage Alamouti, les matrices du code sont alors

$$\hat{\mathbf{A}}^1 = \mathbf{A}^1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \hat{\mathbf{A}}^2 = \mathbf{B}^2 = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix}.$$

Soit \mathbf{d}_{eq} le vecteur défini comme suit :

$$\mathbf{d}_{eq} = \begin{bmatrix} D_{1,1} & D_{2,1} & \bar{D}_{1,2} & \bar{D}_{2,2} \end{bmatrix}^t, \quad (5.16)$$

où $D_{i,j}$ est le $(i,j)^{eme}$ élément de la matrice \mathbf{D} , $\forall i,j = 1, 2$. En combinant les expressions (5.12), (5.13), (5.15) et (5.16), \mathbf{d}_{eq} s'écrit :

$$\mathbf{d}_{eq} = \sqrt{P_1 T} \mathbf{H}_{eq} \mathbf{s}_{eq} + \hat{\mathbf{n}}_{eq}^d, \quad (5.17)$$

avec

$$\mathbf{H}_{eq} = \begin{bmatrix} \mathbf{h}^{1,d} g^1 \hat{h}^{s,1} & -\mathbf{h}^{2,d} g^2 \hat{h}^{s,2} \\ \bar{\mathbf{h}}^{2,d} g^2 \hat{h}^{s,2*} & \bar{\mathbf{h}}^{1,d} g^1 \hat{h}^{s,1*} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{s}_{eq} = \begin{bmatrix} s'_1 \\ \bar{s}'_2 \end{bmatrix} \text{ et } \hat{\mathbf{n}}_{eq}^d = \begin{bmatrix} \hat{N}_{1,1}^d & \hat{N}_{2,1}^d & \bar{\hat{N}}_{1,2}^d & \bar{\hat{N}}_{2,2}^d \end{bmatrix}^t.$$

La matrice du canal \mathbf{H}_{eq} est orthogonale (c'est-à-dire $\mathbf{H}_{eq}^* \mathbf{H}_{eq} = \|\mathbf{h}\|_F^2 \mathbf{I}_2$, où $\mathbf{h} = \begin{bmatrix} \mathbf{h}^{1,d} g^1 \hat{h}^{s,1} & \bar{\mathbf{h}}^{2,d} g^2 \hat{h}^{s,2*} \end{bmatrix}^t$).

Si $\mathbf{z} = \mathbf{H}_{eq}^* \mathbf{d}_{eq}$, nous obtenons :

$$\mathbf{z} = \sqrt{P_1 T} \|\mathbf{h}\|_F^2 \mathbf{s}_{eq} + \mathbf{H}_{eq}^* \hat{\mathbf{n}}_{eq}^d. \quad (5.18)$$

Par conséquent, les symboles s'_1 et s'_2 sont détectés séparément à la destination (issus de la constellation QPSK).

Relais Decode-and-Forward

Le vecteur des symboles détectés à chaque relais est exprimé par l'équation (5.7). Les symboles BPSK sont ensuite modulés suivant la constellation QPSK afin de satisfaire la contrainte sur le taux de transmission fixe. La méthode proposée génère le nouveau vecteur de symboles, $\mathbf{y}^{k,DF}$, exprimé par :

$$\mathbf{y}^{k,DF} = \begin{bmatrix} s_1^{k,DF} & s_2^{k,DF} \end{bmatrix}, \quad \forall k = 1, 2 \quad (5.19)$$

où

$$s_1^{k,DF} = \tilde{s}^{k,DF}[1] + j\tilde{s}^{k,DF}[2] \text{ et } s_2^{k,DF} = \tilde{s}^{k,DF}[3] + j\tilde{s}^{k,DF}[4].$$

$\tilde{s}^{k,DF}[i]$ est le i^{eme} symbole estimé au relais k , $\forall i = 1, \dots, 4$. Le vecteur des symboles transmis par le k^{ieme} relais, $\mathbf{x}^{k,DF}$, est similaire à celui de l'équation (5.13). La matrice

$L_d \times T_2$ des signaux reçus à la destination, \mathbf{D}^{DF} , est déterminée par :

$$\mathbf{D}^{DF} = \mathbf{H}^{DF} \mathbf{S}^{DF} + \mathbf{N}^d, \quad (5.20)$$

avec

$$\mathbf{H}^{DF} = \begin{bmatrix} \mathbf{h}^{1,d} g^{1,DF} & \mathbf{h}^{2,d} g^{2,DF} \end{bmatrix} \text{ et } \mathbf{S}^{DF} = \begin{bmatrix} \mathbf{y}^{1,DF} \hat{\mathbf{A}}^1 \\ \mathbf{y}^{2,DF} \hat{\mathbf{A}}^2 \end{bmatrix}.$$

Si on considère que $\mathbf{y}^{1,DF} = \mathbf{y}^{2,DF} = \mathbf{y}^{DF} = \begin{bmatrix} s_1^{DF} & s_2^{DF} \end{bmatrix}$, alors le vecteur \mathbf{d}_{eq}^{DF} peut être défini comme dans l'équation (5.17) :

$$\mathbf{d}_{eq} = \mathbf{H}_{eq}^{DF} \mathbf{s}_{eq}^{DF} + \hat{\mathbf{n}}_{eq}^d, \quad (5.21)$$

où

$$\mathbf{H}_{eq}^{DF} = \begin{bmatrix} \mathbf{h}^{1,d} g^{1,DF} & -\mathbf{h}^{2,d} g^{2,DF} \\ \bar{\mathbf{h}}^{2,d} g^{2,DF} & \bar{\mathbf{h}}^{1,d} g^{1,DF} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{s}_{eq}^{DF} = \begin{bmatrix} s_1^{DF} \\ \bar{s}_2^{DF} \end{bmatrix}$$

et $\hat{\mathbf{n}}_{eq}^d$ est identique à celui de l'équation (5.17). La détection des symboles est similaire à celle dans l'expression (5.18), $\mathbf{z}^{DF} = \mathbf{H}_{eq}^{DF*} \mathbf{d}_{eq}^{DF}$ est exprimé par :

$$\mathbf{z}^{DF} = \|\mathbf{h}^{DF}\|_F^2 \mathbf{s}_{eq}^{DF} + \mathbf{H}_{eq}^{DF*} \hat{\mathbf{n}}_{eq}^d, \quad (5.22)$$

avec

$$\mathbf{h}^{DF} = \begin{bmatrix} \mathbf{h}^{1,d} g^{1,DF} & \bar{\mathbf{h}}^{2,d} g^{2,DF} \end{bmatrix}^t$$

.

5.3 La sélection décentralisée basée sur l'estimation du SNR

Avec la technique AF aux relais, le k^{ieme} relais possède des statistiques du canal source- k^{ieme} relais. Basé sur cette information, le relais estime le SNR et le compare à une valeur de seuil du SNR (γ_{AF}) afin de décider quel mode de transmission utiliser.

Si les relais sont DF, nous adoptons le même critère de sélection que dans (Chae *et al.*, 2004). Le relais k connaît les statistiques du canal k^{ieme} relais-destination en recevant les rapports périodiques de la destination (ACK ou NACK). La décision

est ensuite prise par chaque nœud relais en comparant le SNR estimé au SNR seuil γ_{DF} . Ceci est pratique pour des canaux à variations lentes dans le temps (canaux quasi-statiques).

Optimiser γ_{AF} (ou γ_{DF}) est un problème ouvert puisque cette valeur dépend de plusieurs facteurs tels la fréquence Doppler, les multi-trajets dans l'environnement de propagation, etc. Par contre, dans notre travail nous considérons des nœuds immobiles durant la transmission coopérative et nous choisissons un taux de transmission R fixe, d'où γ_{AF} et γ_{DF} sont des constantes.

On peut noter que les relais AF choisissent le mode de transmission à utiliser en se basant seulement sur le SNR estimé sur la phase de diffusion. Il s'agit en effet d'une sélection sous-optimale vu qu'elle ne tient pas compte des statistiques du canal k^{ieme} relais-destination.

La sélection centralisée est basée sur la minimisation de la probabilité d'erreur symbole de la transmission. Elle est très bien détaillée dans les articles (Heath et Paulraj, 2005) et (Oyman et Xue, 2007). À chaque réalisation du canal, la destination évalue la probabilité d'erreur symbole P_e du système des canaux (source-relais + relais AF-destination ou relais DF-destination) et envoie une information sur une boucle de retour vers le nœud source (et les nœuds relais) concernant la modulation (et le mode de transmission) à adopter.

La sélection décentralisée présente moins de communication entre les nœuds du réseau que la sélection centralisée et par conséquent économise plus d'énergie et de délai. Avec des relais AF, la conservation de l'énergie et du temps est plus importante qu'avec des relais DF. De plus, la modulation à la source n'est pas différente entre les transmissions avec un codage Alamouti distribué ou le multiplexage spatial distribué, puisque tout le traitement des signaux se fait au niveau des relais afin de les adapter à la bonne constellation d'estimation des signaux à la destination.

5.4 Résultats Numériques

Dans cette section, nous présentons le taux d'erreur binaire des simulations Monte-Carlo de toutes les techniques de transmission pour des relais AF et DF. Comme expliqué précédemment, le système possède 2 nœuds relais et offre un taux de transmission $R = \frac{2}{3}$ bits/période symbole. Les figures 5.3 et 5.4 illustrent les taux d'erreur binaire pour des relais AF et des relais DF avec différents modes de transmission. Nous

appelons par “Mode de sélection décentralisé” et “Mode de sélection centralisée” les techniques de sélection basées sur le critère du SNR estimé et le critère de la probabilité d’erreur symbole minimale P_e (appelée aussi le critère de la distance Euclidienne minimale Heath et Paulraj (2005), Oyman et Xue (2007)), respectivement.

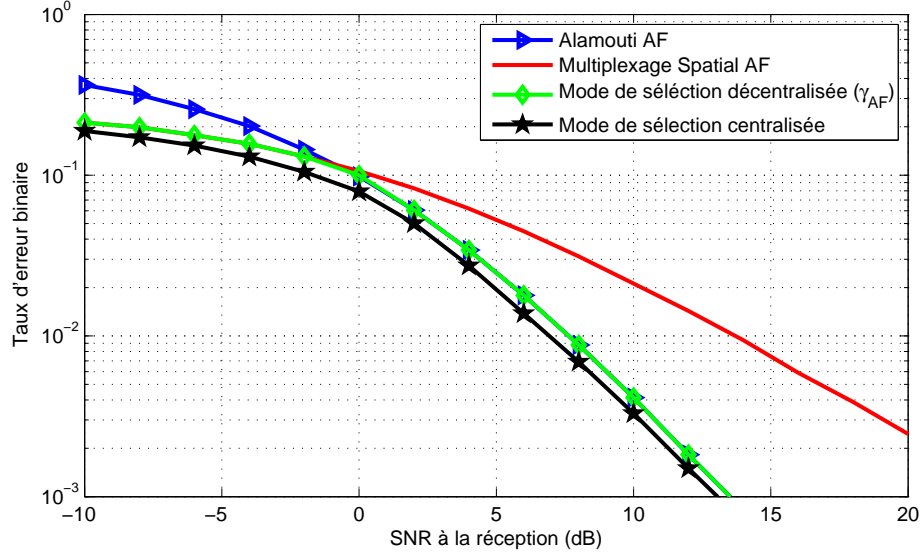


FIGURE 5.3 Le taux d’erreur binaire pour des relais AF

La figure 5.3 présente les BERs des modes de transmission avec le codage Alamouti distribué, le multiplexage spatial distribué, le mode de sélection décentralisée et le mode de sélection centralisée pour des nœuds relais AF en fonction du SNR. La diversité atteinte par le codage Alamouti distribué et le multiplexage spatial sont 2 et 1 respectivement. À faible SNR, le multiplexage spatial présente des performances meilleures que le mode Alamouti, mais des performances plus dégradées à haut SNR. Par conséquent, le mode de sélection décentralisée offre des performances aussi bonne que le multiplexage spatial (Alamouti AF) à faible SNR (à haut SNR). Ce résultat est valide puisque nous supposons que le bruit est le même dans les deux phases de transmission ($N_0 = N_1$). Sinon, le BER sera encore plus dégradé car l’estimation du SNR est effectuée sur le lien source-relais seulement. La valeur de γ_{AF} qui définit la sélection entre Alamouti et le multiplexage spatial se situe à l’intersection de leurs courbes de performance. D’où, $\gamma_{AF} = -0.87dB$. Cette valeur de seuil est expérimentale, déterminée à partir de la moyenne des réalisations des canaux à des

valeurs moyennes de SNR. Nous remarquons que le mode de sélection centralisée a les meilleures performances en termes de BER. Par contre, son gain comparé au mode de sélection décentralisée n'est pas très important. À $BER = 10^{-2}$, le gain en SNR est moins de $1dB$.

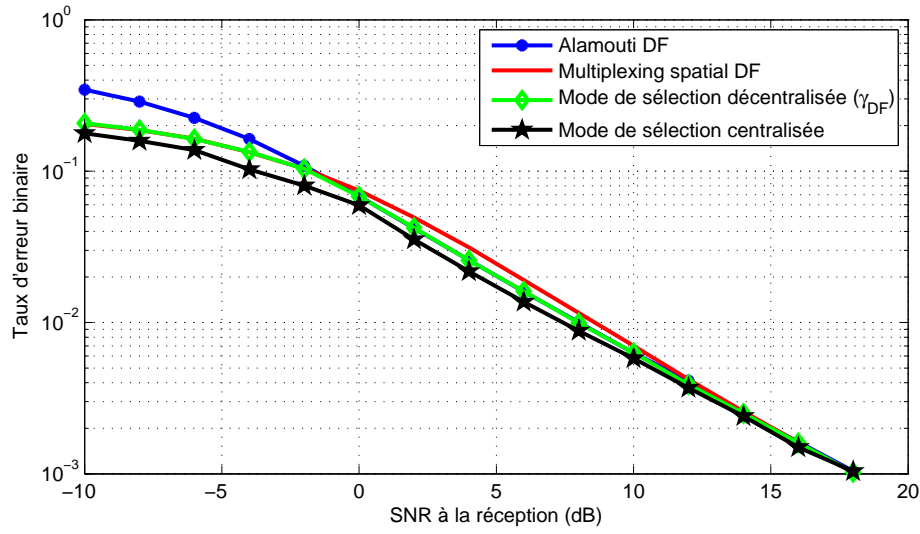


FIGURE 5.4 Le taux d'erreur binaire pour des relais DF

La figure 5.4 illustre les BERs de tous les modes de transmission quand les nœuds relais sont DF. Dans ce cas, le codage Alamouti distribué et le multiplexage spatial distribué atteignent la même diversité égale à 1. En effet, la diversité du système suit la valeur de la diversité minimale entre les valeurs de diversité atteintes sur les deux phases de transmission (Jing et Jafarkhani, 2007). Le mode de sélection décentralisée choisit le multiplexage spatial pour des valeurs de $SNR \leq \gamma_{DF} = -1.34dB$ et le mode Alamouti quand $SNR \geq \gamma_{DF}$. Similairement au cas des relais AF, le mode de sélection centralisée présente des performances d'erreur meilleures que le mode de sélection décentralisée, et son gain en SNR par rapport à ce dernier à une valeur de BER donnée est très faible (presque $0dB$ à haut SNR).

Il est à noter que ces résultats sont valides lorsque le SNR estimé aux nœuds relais est le même. Cela veut dire, que si les nœuds relais estiment des valeurs différentes de SNR, il se peut qu'ils prennent des décisions différentes, ce qui mènera à une collision au niveau de la destination. Une des solutions pratiques pour remédier à ce problème est de permettre une information à échanger entre les nœuds afin qu'ils se mettent

d'accord sur la même technique de transmission. On peut faire ça en mettant un relais pilote qui imposera sa décision (1bit) au second nœud relais.

5.5 Conclusion

Nous avons présenté des techniques de transmission adaptatives pour la communication coopérative à relais multiples. Nous avons proposé un mode de sélection entre le codage spatio-temporel (Alamouti) distribué et le multiplexage spatial distribué, décentralisé et basé sur l'estimation du SNR aux nœuds relais. Nous l'avons ensuite comparé au mode de sélection proposé dans (Heath et Paulraj, 2005) et (Oyman et Xue, 2007), basé sur le critère de la distance Euclidienne. Pour une communication à deux relais, nous avons montré par simulation que les modes de sélection offrent toujours des performances égales ou meilleures à celles des modes fixés (seulement Alamouti, ou seulement le multiplexage spatial). Nous avons aussi montré que le mode de sélection proposé s'approche des performances du mode centralisé basé sur le critère de la distance Euclidienne pour des relais AF ou des relais DF. Ce résultat est très intéressant puisque la sélection décentralisée conserve l'énergie mieux que la sélection centralisée et permet de réduire les délais dans le système. De plus, ce mode de sélection ne nécessite aucun traitement des signaux au niveau du nœud source vu que cette opération est livrée aux nœuds relais.

Chapitre 6

ÉVALUATION DES PERFORMANCES DU CODAGE STBC DISTRIBUÉ DANS LES RÉSEAUX SANS-FIL MULTI-SAUTS À RELAIS MULTIPLES

Dans le chapitre IV, nous avons évalué les performances d'un réseau coopératif à relais multiples et antennes multiples exploitant un codage spatio-temporel distribué sur la phase de relais. Dans ce chapitre, nous étendons ce travail à un réseau à plusieurs sauts (ou bonds). À chacun des sauts, les relais sont capables (s'ils le souhaitent) d'exploiter un codage spatio-temporel distribué pour leurs transmissions.

Dans (Jing et Hassibi, 2006), les auteurs ont montré que la coopération distribuée atteint la diversité maximale K dans un réseau à K nœuds relais pour une puissance d'émission asymptotiquement infinie. Les auteurs de (Oggier et Hassibi, 2006) ont proposé une technique de construction d'un codage spatio-temporel distribué avec des matrices de code unitaires dans les réseaux sans-fil à relais multiples. Ils ont construit une famille algébrique de codes qui atteignent la diversité maximale.

Des schémas de coopération à relais multiples ont été étudiés dans (Oggier et Hassibi, 2007) et (Jaafar *et al.*, 2009b). Les auteurs de (Oggier et Hassibi, 2007) ont étudié la diversité d'un réseau sans-fil à relais multiples avec un nœud source et une destination équipés d'antennes multiples. Ils ont supposé des nœuds relais à une seule antenne exploitant un codage STBC distribué et aucune connaissance du canal de transmission aux récepteurs. Leurs résultats montrent que la diversité

du système est proportionnelle au nombre minimal des antennes au nœud source et au nœud destination multiplié par le nombre de relais. Dans ((Jaafar *et al.*, 2009b), Chapitre 4), nous avons considéré un réseau sans-fil à relais multiples où les relais sont équipés d'antennes multiples et nous avons supposé que la connaissance des canaux de transmission est imparfaite aux récepteurs. Nous avons conclu que la diversité atteinte par les relais AF est toujours maximale (égale au nombre des antennes de la destination), et celle atteinte par les relais DF dépend du nombre d'antennes du relais. De plus, la connaissance imparfaite du canal de transmission dégrade moins la communication lorsque son effet est plus important sur la phase de relais que lorsqu'il est sur la phase de diffusion.

La communication coopérative à sauts multiples a été traitée partiellement. En effet, des protocoles de communication en multi-sauts ont été récemment proposés dans (Yang et Belfiore, 2007a) et (Yang et Belfiore, 2007b), pour des nœuds relais AF. Dans (Oggier et Hassibi, 2008), les auteurs ont fourni une technique de construction systématique de codes spatio-temporels distribués pour les réseaux sans-fil à relais multiples avec des matrices de code unitaires (c'est-à-dire, seuls les symboles sont transmis et jamais leurs conjugués). Ils ont étudié la diversité de tels systèmes.

Dans ce qui suit, nous nous concentrons sur les gains des performances fournis par l'exploitation du codage spatio-temporel distribué dans un réseau à relais multiples et à sauts multiples. À notre connaissance, les performances en terme d'erreur binaire de tels systèmes n'ont pas été établies.

6.1 Modèle du système

6.1.1 Modèle du réseau

Nous considérons un réseau composé d'un nœud source ayant une seule antenne, K nœuds relais, ayant chacun une seule antenne et distribués sur $L - 1$ niveaux de relais et un nœud destination ayant L_d antennes (Voir figure 6.1). Le nombre total des relais à chacun des niveaux est $K_l, \forall l = 1, \dots, L - 1$ et $K = \sum_{l=1}^{L-1} K_l$. Un niveau de relais (ou un niveau) est défini par un ensemble de nœuds relais situés à la même distance du nœud source où la distance est mesurée en nombre de bonds.

Notons par $d_{s,d}$, $d_{s,i}$ et $d_{j,d}$ les distances entre la source et la destination, la source et le i^{eme} nœud relais sur le 1^{er} niveau ($i = 1, \dots, K_1$), le j^{ieme} nœud relais sur le

$(L - 1)^{ieme}$ niveau et la destination ($j = 1, \dots, K_{L-1}$) respectivement et finalement $d_{i,j}^{(l)}$ est la distance entre le i^{ieme} nœud relais sur le $(l - 1)^{ieme}$ niveau et le j^{ieme} relais sur le l^{ieme} niveau ($i = 1, \dots, K_{l-1}$, $j = 1, \dots, K_l$) ($\forall l \geq 2$). Nous supposons que $L_d \geq \arg \max_{l \in \Omega} K_l$, où Ω est l'ensemble des niveaux de relais exploitant un codage STBC distribué. Les relais ne génèrent aucun trafic supplémentaire vers la destination, et les nœuds sont supposés *half-duplex*.

Une communication coopérative est exécutée durant L phases de transmission. Durant la première phase, appelée “phase de diffusion”, la source envoie T_1 symboles d'information sur T_1 périodes symbole (similairement au système dans le chapitre IV). Les relais amplifient les symboles reçus et entrent à la l^{ieme} phase de transmission, $\forall l = 2, \dots, L$. À la l^{ieme} phase, les relais peuvent transmettre simultanément les symboles reçus en exploitant un codage STBC distribué ou envoyer la version uniquement amplifiée durant T_l périodes symbole (T_l désigne également la dimension du code utilisé à l' l^{ieme} niveau de relais). Soit $T = \sum_{l=1}^{L-1} T_l$. Nous supposons une parfaite synchronisation entre les nœuds à chacun des niveaux de relais. Dans notre modèle, le réseau nécessite au moins un nœud relais vu l'hypothèse que le lien direct source-destination est toujours défaillant.

Dans ce qui suit, nous développons l'analyse du modèle du réseau exploitant STBC distribué à deux niveaux de relais, ensuite nous étendons l'analyse au modèle avec un nombre de niveaux de relais plus grand. Des travaux futurs pourraient considérer le modèle incluant des relais à plusieurs antennes.

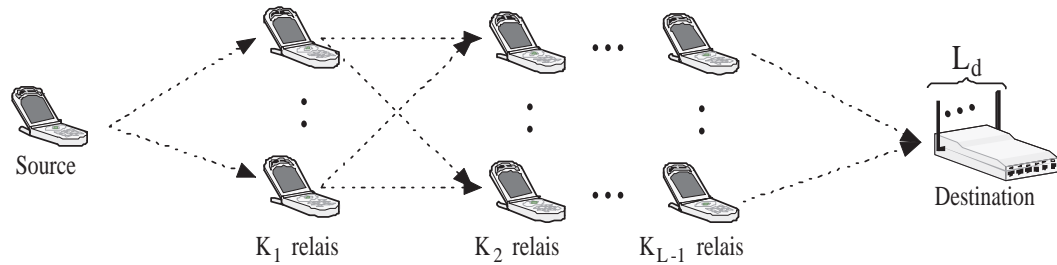


FIGURE 6.1 Modèle du réseau coopératif à L sauts

6.1.2 Modèle du canal

Nous considérons des nœuds stationnaires avec des canaux quasi-statiques pour toute la période de transmission du nœud source jusqu'au nœud destination T . Nous supposons que les canaux sans-fil sont Rayleigh, à évanouissement plat avec des gains i.i.d, ZMCSCG. De plus, les canaux sont supposés inconnus aux émetteurs et seule la destination possède une connaissance parfaite de tous les canaux de transmission (par l'envoi de symboles pilotes sur un canal qui varie lentement dans le temps).

Nous supposons que l'énergie de transmission est la même sur toutes les phases. Nous considérons aussi que la puissance d'émission à chacun des niveaux est équitablement distribuée entre les nœuds relais (Oggier et Hassibi, 2008). Des travaux futurs pourraient considérer l'allocation de puissance entre les phases de transmission et les nœuds relais à chaque niveau. On note par P_1 la puissance d'émission sur la phase de diffusion et P_l celle de chacun des relais à la l^{ieme} phase. Par la suite, nous obtenons $P_1 \times T_1 = K_{l-1} \times P_l \times T_l$, $l = 2, \dots, L$.

Durant la phase de diffusion, le vecteur des signaux reçus à l' i^{ieme} relais du 1^{er} niveau, $\mathbf{r}_i^{(1)}$ (de dimensions $1 \times T_1$), est donné par :

$$\mathbf{r}_i^{(1)} = \underbrace{\sqrt{P_1 T_1}}_{c_1} h_{s,i} \mathbf{s} + \mathbf{v}_i^{(1)}, \quad i = 1, \dots, K_1 \quad (6.1)$$

où $h_{s,i}$ est le gain du canal entre la source et le i^{ieme} relais du 1^{er} niveau de variance $\sigma_{s,i}^2 = \left(\frac{d_{s,d}}{d_{s,i}}\right)^\alpha$, avec α , l'exposant de la perte en puissance en fonction de la distance (*path loss*) (Rappaport, 1996). La normalisation par rapport à $d_{s,d}$ est valable vu que nous considérons une topologie de réseau colinéaire (c'est à dire, tous les nœuds se situent sur la même ligne). Soit $h_{i,j}^{(l)}$ le gain du canal entre le i^{ieme} nœud relais à l' $(l-1)^{ieme}$ niveau et le j^{ieme} nœud relais à l' l^{ieme} niveau, de variance $\sigma_{i,j}^{(l)2} = \left(\frac{d_{s,d}}{d_{i,j}^{(l)}}\right)^\alpha$. Nous définissons aussi $\mathbf{h}_j^{(L)}$ le vecteur des gains du canal entre le j^{ieme} nœud relais à l' $(L-1)^{ieme}$ niveau et la destination, de variance $\sigma_{j,d}^2 = \left(\frac{d_{s,d}}{d_{j,d}}\right)^\alpha$.

Soit \mathbf{s} le vecteur des symboles transmis $1 \times T_1$ et soit $\mathbf{v}_i^{(1)}$ le vecteur du bruit AWGN $1 \times T_1$ de moyenne nulle et de matrice de covariance $E\{\mathbf{v}_i^{(1)*} \mathbf{v}_i^{(1)}\} = N_0 \mathbf{I}_{T_1}$ reçu au i^{ieme} nœud relais sur le 1^{er} niveau. Soit $\mathbf{v}_i^{(l)}$ le bruit AWGN reçu au i^{ieme} nœud relais du l^{ieme} niveau, de moyenne nulle et matrice de covariance $E\{\mathbf{v}_i^{(l)*} \mathbf{v}_i^{(l)}\} = N_{l-1} \mathbf{I}_{T_l}$, où N_{l-1} est la variance de chaque élément de $\mathbf{v}_i^{(l)}$, $\forall l = 1, \dots, L-1$. Nous notons par $\mathbf{v}^{(L)}$ le bruit reçu à la destination à l' l^{ieme} saut, et de matrice de covariance

$E\{\mathbf{v}^{(L)*} \mathbf{v}^{(L)}\} = N_{L-1} \mathbf{I}_{T_L}$, avec N_{L-1} est la variance de chaque élément de $\mathbf{v}^{(L)}$.

La section suivante présente l'analyse de la communication dans un réseau sans-fil en multi-saut avec K relais distribués sur $L - 1$ niveaux pour des nœuds relais AF.

6.2 Analyse du modèle du réseau coopératif multi-saut à relais multiples exploitant un codage STBC distribué

Pour raison de clareté d'explication, nous débutons par analyser le modèle du réseau à relais multiple avec deux niveaux de relais (Oggier et Hassibi, 2008). Ensuite, nous développons l'analyse de la généralisation au réseau à relais multiple à un nombre de niveaux de relais plus grand.

6.2.1 Modèle du réseau à relais multiples à trois sauts

Durant la phase de diffusion, chaque relais du 1^{er} niveau détecte les symboles envoyés. Puis, le signal qu'il transmet, $\mathbf{x}_i^{(1)}$, est donné par :

$$\mathbf{x}_i^{(1)} = c_2 \left(\mathbf{r}_i^{(1)} \mathbf{A}_i^{(1)} + \bar{\mathbf{r}}_i^{(1)} \mathbf{B}_i^{(1)} \right), \quad \forall i = 1, \dots, K_1 \quad (6.2)$$

où c_2 est le facteur de normalisation qui garantit que l'énergie totale utilisée à chaque saut est la même. $\mathbf{A}_i^{(1)}$ et $\mathbf{B}_i^{(1)}$, de dimensions $T_1 \times T_1$, sont les matrices du code associées au i^{eme} relais sur le 1^{er} niveau (Jaafar *et al.*, 2009b).

Notons que puisque nous considérons des codes orthogonaux ou quasi-orthogonaux, alors il y a deux cas possibles. Dans le premier cas, la matrice du code appliquée est $\mathbf{A}_i^{(1)}$. Donc $\mathbf{B}_i^{(1)} = \mathbf{0}_{T_1}$ et $\mathbf{x}_i^{(1)} = c_2 \mathbf{r}_i^{(1)} \mathbf{A}_i^{(1)}$. Dans le second cas, $\mathbf{B}_i^{(1)}$ est la matrice appliquée et $\mathbf{A}_i^{(1)} = \mathbf{0}_{T_1}$. D'où, $\mathbf{x}_i^{(1)} = c_2 \bar{\mathbf{r}}_i^{(1)} \mathbf{B}_i^{(1)}$.

Soit $\mathbf{A}_i^{(l)}$ et $\mathbf{B}_i^{(l)}$, de dimensions $T_l \times T_l$, les matrices des codes associées au i^{eme} nœud relais du l^{ieme} niveau, $\forall i = 1, \dots, K_l$ and $\forall l = 1, \dots, L - 1$.

Afin de simplifier les notations, nous confondons \mathbf{A} avec n'importe-quelle matrice de code associée à un signal à transmettre et \mathbf{B} avec n'importe-quelle matrice de code associée au conjugué d'un signal à transmettre. Soit \mathbf{C} une matrice d'éléments

complexes. Nous définissons les notations suivantes :

$$\mathbf{C}^{\{1\}} = \begin{cases} \mathbf{C}, & \text{si la matrice du code appliquée est } \mathbf{A} \\ \bar{\mathbf{C}}, & \text{si la matrice du code appliquée est } \mathbf{B} \end{cases}, \quad (6.3)$$

et $\forall u \geq 2$,

$$\mathbf{C}^{\{u\}} = \begin{cases} \mathbf{C}^{\{u-1\}}, & \text{si la matrice du code appliquée est } \mathbf{A} \\ \bar{\mathbf{C}}^{\{u-1\}}, & \text{si la matrice du code appliquée est } \mathbf{B} \end{cases}. \quad (6.4)$$

Si \mathbf{C} est d'éléments réels, alors $\mathbf{C}^{\{u\}} = \mathbf{C}$, $\forall u \geq 1$.

Soit $\mathbf{F}_i^{(l)}$ la matrice du code associée au vecteur des symboles à transmettre par le i^{eme} relais à l' l^{ieme} niveau, $\forall l = 1, \dots, L$. Par suite,

$$\mathbf{F}_i^{(l)} = \begin{cases} \mathbf{A}_i^{(l)}, & \text{si la matrice du code appliquée est } \mathbf{A} \\ \mathbf{B}_i^{(l)}, & \text{si la matrice du code appliquée est } \mathbf{B} \end{cases}. \quad (6.5)$$

Nous définissons $\mathbf{s}_{(i)}^{\{l\}}$ le vecteur des symboles à transmettre par le i^{eme} nœud relais à l^{ieme} niveau. Puisque nous utilisons les codes OSTBC ou QOSTBC, alors $\mathbf{s}_{(i)}^{\{l\}}$ est donné par :

$$\mathbf{s}_{(i)}^{\{1\}} = \begin{cases} \mathbf{s}, & \text{si la matrice du code appliquée est } \mathbf{A} \\ \bar{\mathbf{s}}, & \text{si la matrice du code appliquée est } \mathbf{B} \end{cases}, \quad (6.6)$$

et $\forall l = 2, \dots, L - 1$,

$$\mathbf{s}_{(i)}^{\{l\}} = \begin{cases} \mathbf{s}_{(i)}^{\{l-1\}}, & \text{si la matrice du code appliquée est } \mathbf{A} \\ \bar{\mathbf{s}}_{(i)}^{\{l-1\}}, & \text{si la matrice du code appliquée est } \mathbf{B} \end{cases}. \quad (6.7)$$

En substituant les expressions (6.1), (6.5) et (6.6) dans (6.2), $\mathbf{x}_i^{(1)}$ devient :

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_i^{(1)} &= c_2 \mathbf{r}_i^{(1)\{1\}} \mathbf{F}_i^{(1)} \\ &= c_2 c_1 h_{s,i}^{\{1\}} \mathbf{s}_{(i)}^{\{1\}} \mathbf{F}_i^{(1)} + c_2 \mathbf{v}_i^{(1)\{1\}} \mathbf{F}_i^{(1)}. \end{aligned} \quad (6.8)$$

Le signal reçu au j^{ieme} relais du 2^{eme} niveau $\mathbf{r}_j^{(2)}$, ($\forall j = 1, \dots, K_2$), est exprimé

par :

$$\mathbf{r}_j^{(2)} = \sum_{i=1}^{K_1} h_{i,j}^{(2)} \mathbf{x}_i^{(1)} + \mathbf{v}_j^{(2)}. \quad (6.9)$$

En remplaçant l'expression (6.8) dans l'équation (6.9), nous obtenons

$$\begin{aligned} \mathbf{r}_j^{(2)} &= c_2 c_1 \sum_{i=1}^{K_1} h_{i,j}^{(2)} h_{s,i}^{\{1\}} \mathbf{s}_{(i)}^{\{1\}} \mathbf{F}_i^{(1)} + c_2 \sum_{i=1}^{K_1} h_{i,j}^{(2)} \mathbf{v}_i^{(1)\{1\}} \mathbf{F}_i^{(1)} + \mathbf{v}_j^{(2)} \\ &= c_2 c_1 \begin{bmatrix} h_{1,j}^{(2)} h_{s,1}^{\{1\}} & \dots & h_{K_1,j}^{(2)} h_{s,K_1}^{\{1\}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{s}_{(1)}^{\{1\}} \mathbf{F}_1^{(1)} \\ \vdots \\ \mathbf{s}_{(K_1)}^{\{1\}} \mathbf{F}_{K_1}^{(1)} \end{bmatrix} \\ &+ c_2 \sum_{i=1}^{K_1} h_{i,j}^{(2)} \mathbf{v}_i^{(1)\{1\}} \mathbf{F}_i^{(1)} + \mathbf{v}_j^{(2)}. \end{aligned} \quad (6.10)$$

Le j^{ieme} nœud relais au 2^{eme} niveau transmet le signal $\mathbf{x}_j^{(2)}$, donné par :

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_j^{(2)} &= c_3 \left(\mathbf{r}_j^{(2)} \mathbf{A}_j^{(2)} + \bar{\mathbf{r}}_j^{(2)} \mathbf{B}_j^{(2)} \right) \\ &= c_3 \mathbf{r}_j^{(2)\{1\}} \mathbf{F}_j^{(2)}, \end{aligned} \quad (6.11)$$

avec c_3 le facteur de normalisation garantissant que l'énergie totale utilisée au 3^{eme} saut est identique à celle des deux premiers sauts. $\mathbf{A}_j^{(2)}$ et $\mathbf{B}_j^{(2)}$ sont les matrices du code de dimensions $T_2 \times T_2$ au 2^{eme} niveau de relais et $\mathbf{F}_j^{(2)}$ et $\mathbf{r}_j^{(2)\{1\}}$ sont obtenus à partir des expressions (6.4) et (6.5).

Le signal reçu à la destination est exprimé par :

$$\begin{aligned} \mathbf{D} &= \sum_{j=1}^{K_2} \mathbf{h}_j^{(3)} \mathbf{x}_j^{(2)} + \mathbf{v}^{(3)} \\ &= c_3 \sum_{j=1}^{K_2} \mathbf{h}_j^{(3)} \mathbf{r}_j^{(2)\{1\}} \mathbf{F}_j^{(2)} + \mathbf{v}^{(3)}, \end{aligned} \quad (6.12)$$

où $\mathbf{h}_j^{(3)}$ et $\mathbf{v}^{(3)}$ sont bien définis dans le modèle du canal. Par substitution de l'expres-

sion (6.10) dans (6.12), nous obtenons :

$$\begin{aligned}
\mathbf{D} &= c_3 c_2 c_1 \sum_{j=1}^{K_2} \mathbf{h}_j^{(3)} \begin{bmatrix} h_{1,j}^{(2)\{1\}} h_{s,1}^{(2)} & \dots & h_{K_1,j}^{(2)\{1\}} h_{s,K_1}^{(2)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{s}_{(1)}^{\{2\}} \mathbf{F}_1^{(1)} \\ \vdots \\ \mathbf{s}_{(K_1)}^{\{2\}} \mathbf{F}_{K_1}^{(1)} \end{bmatrix} \mathbf{F}_j^{(2)} \\
&+ c_3 \sum_{j=1}^{K_2} \mathbf{h}_j^{(3)} \left(c_2 \sum_{i=1}^{K_1} h_{i,j}^{(2)\{1\}} \mathbf{v}_i^{(1)\{2\}} \mathbf{F}_i^{(1)} + \mathbf{v}_j^{(2)\{1\}} \right) \mathbf{F}_j^{(2)} + \mathbf{v}^{(3)} \\
&= c_3 c_2 c_1 \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{h}_1^{(3)} h_{1,1}^{(2)\{1\}} h_{s,1}^{(2)} \\ \vdots \\ \mathbf{h}_1^{(3)} h_{K_1,1}^{(2)\{1\}} h_{s,K_1}^{(2)} \\ \vdots \\ \mathbf{h}_{K_2}^{(3)} h_{1,K_2}^{(2)\{1\}} h_{s,1}^{(2)} \\ \vdots \\ \mathbf{h}_{K_2}^{(3)} h_{K_1,K_2}^{(2)\{1\}} h_{s,K_1}^{(2)} \end{bmatrix}^t}_{\mathbf{H}} \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{s}_{(1)}^{\{2\}} \mathbf{F}_1^{(1)} \mathbf{F}_1^{(2)} \\ \vdots \\ \mathbf{s}_{(K_1)}^{\{2\}} \mathbf{F}_{K_1}^{(1)} \mathbf{F}_1^{(2)} \\ \vdots \\ \mathbf{s}_{(1)}^{\{2\}} \mathbf{F}_1^{(1)} \mathbf{F}_{K_2}^{(2)} \\ \vdots \\ \mathbf{s}_{(K_1)}^{\{2\}} \mathbf{F}_{K_1}^{(1)} \mathbf{F}_{K_2}^{(2)} \end{bmatrix}}_{\mathbf{S}} \\
&+ \underbrace{c_3 \sum_{j=1}^{K_2} \mathbf{h}_j^{(3)} \left(c_2 \sum_{i=1}^{K_1} h_{i,j}^{(2)\{1\}} \mathbf{v}_i^{(1)\{2\}} \mathbf{F}_i^{(1)} + \mathbf{v}_j^{(2)\{1\}} \right) \mathbf{F}_j^{(2)} + \mathbf{v}^{(3)}}_{\mathbf{W}}, \tag{6.13}
\end{aligned}$$

\mathbf{H} (de dimensions $L_d \times K_1 K_2$) est la matrice du canal équivalent du système entier à partir du nœud source jusqu'à la destination en passant par les 2 niveaux de relais ; \mathbf{S} est la matrice des symboles reçus, encodés sur les niveaux de relais, et \mathbf{W} est la matrice du bruit équivalent, reçu à la destination.

Finalement, le signal reçu s'exprime par :

$$\mathbf{D} = c_3 c_2 c_1 \mathbf{H} \mathbf{S} + \mathbf{W}. \tag{6.14}$$

L'équation (6.14) est similaire à celle d'un système MIMO où \mathbf{S} est encodé d'une manière distribuée entre les niveaux de relais. Ceci explique la terminologie du codage STBC distribué.

Lemme 1. *Puisque la puissance est équitabement distribuée entre les phases de*

transmission et entre les relais appartenant au même niveau, alors

$$c_2 = \sqrt{\frac{P/K_1}{PE_s\sigma_s^2 + LN_0}}, \quad (6.15)$$

et

$$c_3 = \sqrt{\frac{P/K_2}{P\sigma^{(2)2} + LN_1}}, \quad (6.16)$$

où P est la puissance de tout le système, $\sigma_s^2 = \sigma_{s,i}^2$ et $\sigma^{(2)2} = \sigma_{i,j}^{(2)2}$, $\forall i = 1, \dots, K_1$ et $j = 1, \dots, K_2$. $E_s = E\{\mathbf{s}\mathbf{s}^*\}$ est l'énergie des symboles transmis par le nœud source.

Démonstration. Sachant que

$$E\left\{\mathbf{r}_i^{(1)\{1\}}\left(\mathbf{r}_i^{(1)\{1\}}\right)^*\right\} = (P_1\sigma_{s,i}^2E_s + N_0)T_1,$$

nous obtenons

$$\begin{aligned} E\left\{\mathbf{x}_i^{(1)}\left(\mathbf{x}_i^{(1)}\right)^*\right\} &= P_2T_2 \\ \Leftrightarrow c_2^2(P_1\sigma_{s,i}^2E_s + N_0)T_1 &= P_2T_2 \\ \Leftrightarrow c_2 &= \sqrt{\frac{P_2T_2}{(P_1\sigma_{s,i}^2E_s + N_0)T_1}}. \end{aligned} \quad (6.17)$$

Nous procédons de façon similaire pour calculer c_3 au 3^{eme} saut, nous avons alors :

$$\begin{aligned} E\left\{\mathbf{r}_j^{(2)\{1\}}\left(\mathbf{r}_j^{(2)\{1\}}\right)^*\right\} &= \sum_{i=1}^{K_1} \sigma_{i,j}^{(2)2} E\left\{\mathbf{x}_i^{(1)}\left(\mathbf{x}_i^{(1)}\right)^*\right\} + T_2N_1 \\ &= \left(P_2 \sum_{i=1}^{K_1} \sigma_{i,j}^{(2)2} + N_1\right)T_2. \end{aligned} \quad (6.18)$$

Par conséquent,

$$\begin{aligned}
E \quad & \left\{ \mathbf{x}_j^{(2)} \left(\mathbf{x}_j^{(2)} \right)^* \right\} = P_3 T_3 \\
\Leftrightarrow \quad & c_3^2 \left(P_2 \sum_{i=1}^{K_1} \sigma_{i,j}^{(2)2} + N_1 \right) T_2 = P_3 T_3 \\
\Leftrightarrow \quad & c_3 = \sqrt{\frac{P_3 T_3}{\left(P_2 \sum_{i=1}^{K_1} \sigma_{i,j}^{(2)2} + N_1 \right) T_2}}.
\end{aligned} \tag{6.19}$$

En supposant que le nombre des périodes symbole nécessaires pour la transmission sur chacune des phases est le même, alors $T_1 = T_2 = T_3$. Nous supposons aussi que $\sigma_{s,i}^2 = \sigma_s^2$ et $\sigma_{i,j}^2 = \sigma^{(2)2}$, $\forall i = 1, \dots, K_1$ et $\forall j = 1, \dots, K_2$. Comme résultat, c_2 et c_3 sont donnés par :

$$c_2 = \sqrt{\frac{P_2}{P_1 \sigma_s^2 E_s + N_0}}, \tag{6.20}$$

et

$$c_3 = \sqrt{\frac{P_3}{P_2 K_1 \sigma^{(2)2} + N_1}}. \tag{6.21}$$

En fixant la puissance du système à P , alors $P_1 = K_1 P_2 = K_2 P_3 = \frac{P}{L}$ et les facteurs de normalisation c_2 et c_3 sont exprimés par les expressions (6.15) et (6.16). Ceci complète la preuve du Lemme 1. \square

La généralisation à un nombre plus grand de sauts est présentée ci-après.

6.2.2 Modèle du réseau à L sauts

Lemme 2. *Pour un réseau composé de $L - 1$ niveaux de relais avec K_l relais à chaque niveau, $\forall l = 1, \dots, L - 1$, le signal reçu à la destination est exprimé par :*

$$\mathbf{D}^{(L)} = \prod_{i=1}^L c_i \mathbf{H}^{(L)} \mathbf{S}^{(L)} + \mathbf{W}^{(L)}, \tag{6.22}$$

où c_1 est défini dans l'équation (6.1) et c_i ($i = 2, \dots, L$) est le facteur de normalisation de chaque nœud au $(i - 1)^{\text{eme}}$ niveau. $\mathbf{H}^{(L)}$, de dimensions $L_d \times \prod_{l=1}^{L-1} K_l$ est la matrice du canal équivalent entre la source et la destination. La q^{ieme} colonne de $\mathbf{H}^{(L)}$ est

donnée par :

$$\mathbf{h}_{i_L}^{(L)} h_{i_{L-1}, i_L}^{(L-1)\{1\}} h_{i_{L-2}, i_{L-1}}^{(L-2)\{2\}} \dots h_{i_2, i_3}^{(2)\{L-2\}} h_{s, i_1}^{\{L-1\}}, \quad (6.23)$$

où q est exprimé par $q = 1 + \alpha_1 + \sum_{i=2}^{L-1} \alpha_i \prod_{j=1}^{i-1} K_j$ et $0 \leq \alpha_i \leq K_i - 1$, $\forall i = 1, \dots, L-1$. Soit $i_k = \alpha_{k-1} + 1$, $\forall k = 2, \dots, L$ et $i_1 = i_2$.

$h_{i_k, i_{k+1}}^{(k)\{L-k\}}$ est le coefficient transformé à travers $L-k$ sauts du canal entre le i_k^{ieme} relais au $(k-1)^{ieme}$ niveau et le i_{k+1}^{eme} relais au k^{ieme} niveau, $\forall i_k = 1, \dots, K_{k-1}$ et $\forall k = 2, \dots, L-1$. $\mathbf{h}_{i_L}^{(L)}$ est le coefficient du canal entre le i_L^{eme} relais au $(L-1)^{ieme}$ niveau et la destination, $\forall i_L = 1, \dots, K_{L-1}$ et $h_{s, i_1}^{\{L-1\}}$ est le coefficient transformé à travers $L-1$ sauts du canal entre le nœud source et le i_1^{eme} relais au 1^{er} niveau ($i_1 = 1, \dots, K_1$).

En supposant que toutes les phases de transmission sont égales, alors la matrice équivalente des symboles encodés, $\mathbf{S}^{(L)}$ est de dimensions $\prod_{l=1}^{L-1} K_l \times T_0$. La p^{ieme} ligne de

$\mathbf{S}^{(L)}$, où $p = 1 + \beta_1 + \sum_{i=2}^{L-1} \beta_i \prod_{j=1}^{i-1} K_j$, $0 \leq \beta_k \leq K_k - 1$ et $i_k = \beta_k + 1$, $\forall k = 1, \dots, L-1$, est exprimée par :

$$\mathbf{s}_{(i_1)}^{\{L-1\}} \mathbf{F}_{i_1}^{(1)} \mathbf{F}_{i_2}^{(2)} \dots \mathbf{F}_{i_{L-1}}^{(L-1)}, \quad (6.24)$$

où $\mathbf{F}_{i_k}^{(k)}$ et $\mathbf{s}_{(i_1)}^{\{L-1\}}$ sont obtenus des expressions (6.5) et (6.6).

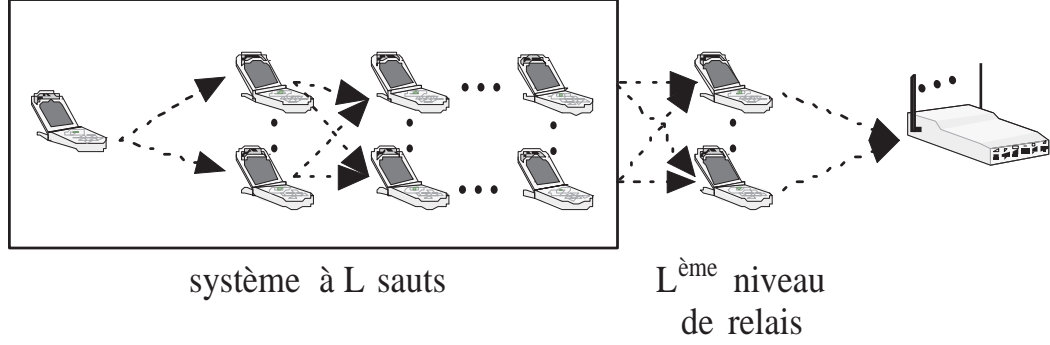
La dimension du bruit total à la destination $\mathbf{W}^{(L)}$ est $L_d \times T_0$ et le bruit s'écrit comme étant :

$$\begin{aligned} \mathbf{W}^{(L)} &= \sum_{k=1}^{L-1} \prod_{i=0}^{L-(k+1)} c_{L-i} \\ &\times \underbrace{\sum_{i_{L-1}=1}^{K_{L-1}} \sum_{i_{L-2}=1}^{K_{L-2}} \dots \sum_{i_k=1}^{K_k}}_{L-k \text{ sums}} \left\{ \mathbf{h}_{i_{L-1}}^{(L)} h_{i_{L-2}, i_{L-1}}^{(L-1)\{1\}} \dots h_{i_k, i_{k+1}}^{(k+1)\{L-k-1\}} \mathbf{v}_{i_k}^{(k)\{L-k\}} \prod_{p=k}^{L-1} \mathbf{F}_{i_p}^{(p)} \right\} + \mathbf{v}^{(L)}, \end{aligned} \quad (6.25)$$

où $\mathbf{v}_{i_k}^{(k)\{L-k\}}$ est le bruit transformé à travers $L-k$ sauts, reçu au i_k^{eme} relais du k^{ieme} niveau ($k = 1, \dots, L-1$).

Démonstration. Le cas de $L = 3$ a déjà été traité précédemment. Nous supposons que le Lemme 2. est vrai pour $L \geq 3$ sauts. Nous démontrons par récurrence que le Lemme 2. est également vrai pour $L+1$ sauts.

Nous considérons un réseau composé d'un nœud source, L niveaux avec K_l relais au l^{ieme} niveau ($\forall l = 1, \dots, L$) et un nœud destination. Le système est décrit dans la figure 6.2.

FIGURE 6.2 Modèle du réseau coopératif à $L+1$ sauts

En supposant que la destination du L^{ieme} saut a $K_L = L_d$ destinations séparées, alors

$$\mathbf{h}_{i_L}^{(L)} = \begin{bmatrix} h_{i_L,1}^{(L)} \\ \vdots \\ h_{i_L,K_L}^{(L)} \end{bmatrix}, \quad \forall i_L = 1, \dots, K_{L-1}$$

est le vecteur des gains du canal entre le i_L^{eme} relais au $(L-1)^{ieme}$ niveau et les K_L relais au L^{ieme} niveau. En conséquence, la matrice équivalente des symboles reçus aux K_L relais est donnée par :

$$\mathbf{D}^{(L)} = \prod_{i=1}^L c_i \mathbf{H}^{(L)} \mathbf{S}^{(L)} + \mathbf{W}^{(L)}, \quad (6.26)$$

où $\mathbf{D}^{(L)}$ et $\mathbf{H}^{(L)}$ sont de dimensions $K_L \times T_0$ et $K_L \times \prod_{i=1}^{L-1} K_i$ respectivement. Nous définissons la i_{L+1}^{eme} ligne de $\mathbf{D}^{(L)}$ comme étant

$$\mathbf{D}_{i_{L+1}}^{(L)} = \mathbf{H}_{i_{L+1}}^{(L)} \mathbf{S}^{(L)} + \mathbf{W}_{i_{L+1}}^{(L)}, \quad (6.27)$$

où $\mathbf{H}_{i_{L+1}}^{(L)}$ et $\mathbf{W}_{i_{L+1}}^{(L)}$ sont les i_{L+1}^{eme} lignes de $\mathbf{H}^{(L)}$ et $\mathbf{W}^{(L)}$ respectivement. Soit $\mathbf{h}_{i_{L+1}}^{(L+1)}$ le vecteur des gains du canal entre le i_{L+1}^{eme} nœud relais du L^{ieme} niveau et la destination, $\forall i_{L+1} = 1, \dots, K_L$. Par suite, le signal reçu à la destination est exprimé

par :

$$\mathbf{D}^{(L+1)} = c_{L+1} \begin{bmatrix} \mathbf{h}_1^{(L+1)} & \dots & \mathbf{h}_{K_L}^{(L+1)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{D}_1^{(L)\{1\}} \mathbf{F}_1^{(L)} \\ \vdots \\ \mathbf{D}_{K_L}^{(L)\{1\}} \mathbf{F}_{K_L}^{(L)} \end{bmatrix} + \mathbf{v}^{(L+1)}, \quad (6.28)$$

où c_{L+1} est le facteur de normalisation de chaque nœud relais à l' L^{ieme} niveau et $\mathbf{v}^{(L+1)}$ est le bruit AWGN reçu au $(L+1)^{ieme}$ saut. En remplaçant l'expression (6.27) dans l'équation (6.28), nous obtenons :

$$\begin{aligned} \mathbf{D}^{(L+1)} &= \prod_{i=1}^{L+1} c_i \begin{bmatrix} \mathbf{h}_1^{(L+1)} \mathbf{H}_1^{(L)\{1\}} \mathbf{S}^{(L)\{1\}} \mathbf{F}_1^{(L)} & \dots & \mathbf{h}_{K_L}^{(L+1)} \mathbf{H}_{K_L}^{(L)\{1\}} \mathbf{S}^{(L)\{1\}} \mathbf{F}_{K_L}^{(L)} \end{bmatrix} \\ &+ c_{L+1} \begin{bmatrix} \mathbf{h}_1^{(L+1)} & \dots & \mathbf{h}_{K_L}^{(L+1)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{W}_1^{(L)\{1\}} \mathbf{F}_1^{(L)} \\ \vdots \\ \mathbf{W}_{K_L}^{(L)\{1\}} \mathbf{F}_{K_L}^{(L)} \end{bmatrix} + \mathbf{v}^{(L+1)} \\ &= \prod_{i=1}^{L+1} c_i \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{h}_1^{(L+1)} \mathbf{H}_1^{(L)\{1\}} & \dots & \mathbf{h}_{K_L}^{(L+1)} \mathbf{H}_{K_L}^{(L)\{1\}} \end{bmatrix}}_{\mathbf{H}^{(L+1)}} \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{S}^{(L)\{1\}} \mathbf{F}_1^{(L)} \\ \vdots \\ \mathbf{S}^{(L)\{1\}} \mathbf{F}_{K_L}^{(L)} \end{bmatrix}}_{\mathbf{S}^{(L+1)}} \\ &+ \underbrace{c_{L+1} \begin{bmatrix} \mathbf{h}_1^{(L+1)} & \dots & \mathbf{h}_{K_L}^{(L+1)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{W}_1^{(L)\{1\}} \mathbf{F}_1^{(L)} \\ \vdots \\ \mathbf{W}_{K_L}^{(L)\{1\}} \mathbf{F}_{K_L}^{(L)} \end{bmatrix}}_{\mathbf{W}^{(L+1)}} + \mathbf{v}^{(L+1)}, \end{aligned} \quad (6.29)$$

$\mathbf{H}^{(L+1)}$ est une matrice de dimensions $L_d \times \prod_{l=1}^L K_l$. La q^{ieme} colonne de $\mathbf{H}^{(L+1)}$ est donnée par :

$$\mathbf{h}_{i_{L+1}}^{(L+1)} h_{i_L, i_{L+1}}^{(L)\{1\}} h_{i_{L-1}, i_L}^{(L-1)\{2\}} h_{i_{L-2}, i_{L-1}}^{(L-2)\{3\}} \dots h_{i_2, i_3}^{(2)\{L-1\}} h_{s, i_1}^{(L)}, \quad (6.30)$$

où q est exprimé par $q = 1 + \alpha_1 + \sum_{i=2}^L \alpha_i \prod_{j=1}^{i-1} K_j$, $0 \leq \alpha_i \leq K_i - 1$, $\forall i = 1, \dots, L$, et $i_k = \alpha_{k-1} + 1$, $\forall k = 2, \dots, L+1$ avec $(i_1 = i_2)$.

D'une manière similaire, $\mathbf{S}^{(L+1)}$ est une matrice de dimensions $\prod_{l=1}^L K_l \times T_0$ et sa

p^{ieme} ligne, où p est définie par $p = 1 + \beta_1 + \sum_{i=2}^L \beta_i \prod_{j=1}^{i-1} K_j$, $0 \leq \beta_k \leq K_k - 1$ et $i_k = \beta_k + 1$, $\forall k = 1, \dots, L$ s'écrit comme étant :

$$\mathbf{s}_{(i_1)}^{\{L\}} \mathbf{F}_{i_1}^{(1)} \mathbf{F}_{i_2}^{(2)} \dots \mathbf{F}_{i_L}^{(L)}. \quad (6.31)$$

Et le bruit total accumulé à la destination après passage par $L + 1$ sauts, $\mathbf{W}^{(L+1)}$, est donné par :

$$\begin{aligned} \mathbf{W}^{(L+1)} &= \sum_{k=1}^L \prod_{i=0}^{L-k} c_{L-i} \\ &\times \underbrace{\sum_{i_L=1}^{K_L} \sum_{i_{L-1}=1}^{K_{L-1}} \dots \sum_{i_k=1}^{K_k}}_{L+1-k \text{ sums}} \left\{ \mathbf{h}_{i_L}^{(L+1)} h_{i_{L-1}, i_L}^{(L)\{1\}} \dots h_{i_k, i_{k+1}}^{(k+1)\{L-k\}} \mathbf{v}_{i_k}^{(k)\{L-k+1\}} \prod_{p=k}^L \mathbf{F}_{i_p}^{(p)} \right\} + \mathbf{v}^{(L+1)}. \end{aligned} \quad (6.32)$$

Ceci complète la preuve du Lemme 2. \square

Lemme 3. De façon similaire au Lemme 1., les facteurs de gain c_l ($l = 2, \dots, L$) sont exprimés par :

$$c_2 = \sqrt{\frac{P/K_1}{PE_s \sigma_s^2 + LN_0}}, \quad (6.33)$$

et

$$c_{l+1} = \sqrt{\frac{P/K_l}{P\sigma^{(l)2} + LN_{l-1}}}, \quad \forall l = 2, \dots, L-1 \quad (6.34)$$

où $\sigma^{(l)2} = \sigma_{i,j}^{(l)2} \forall i = 1, \dots, K_{l-1}$ et $j = 1, \dots, K_l$.

Démonstration. D'une part, puisque la phase de diffusion est la même pour tous les réseaux $\forall L \geq 2$, alors c_2 est le même qu'à l'équation (6.15). D'autre part,

$$\begin{aligned} E \left\{ \mathbf{r}_j^{(l)\{1\}} \left(\mathbf{r}_j^{(l)\{1\}} \right)^* \right\} &= \sum_{i=1}^{K_{l-1}} \sigma_{i,j}^{(l)2} E \left\{ \mathbf{x}_i^{(l-1)} \left(\mathbf{x}_i^{(l-1)} \right)^* \right\} + T_l N_{l-1} \\ &= \left(P_l \sum_{i=1}^{K_{l-1}} \sigma_{i,j}^{(l)2} + N_{l-1} \right) T_l \end{aligned} \quad (6.35)$$

où $\mathbf{r}_j^{(l)}$ est le signal reçu au j^{ieme} relais du l^{ieme} niveau. Par la suite, l'énergie de son

signal transmis, $E \left\{ \mathbf{x}_j^{(l)} \left(\mathbf{x}_j^{(l)} \right)^* \right\}$, est donnée par :

$$\begin{aligned}
 E \left\{ \mathbf{x}_j^{(l)} \left(\mathbf{x}_j^{(l)} \right)^* \right\} &= P_{l+1} T_{l+1} \\
 \Leftrightarrow c_{l+1}^2 \left(P_l \sum_{i=1}^{K_{l-1}} \sigma_{i,j}^{(l)2} + N_{l-1} \right) T_l &= P_{l+1} T_{l+1} \\
 \Leftrightarrow c_{l+1} &= \sqrt{\frac{P_{l+1} T_{l+1}}{\left(P_l \sum_{i=1}^{K_{l-1}} \sigma_{i,j}^{(l)2} + N_{l-1} \right) T_l}}. \tag{6.36}
 \end{aligned}$$

Nous supposons que la durée de toutes les phases de transmission sont égales ($T_l = T_{l'}$) et que la puissance totale P est équitablement divisée entre les nœuds émetteurs $K_{l-1} P_l = K_{l'-1} P_{l'} = \frac{P}{L} \forall l \neq l' \text{ et } l, l' = 1, \dots, L$. Nous supposons également que $\sigma_{i,j}^{(l)2} = \sigma^{(l)2}, \forall i = 1, \dots, K_{l-1}, j = 1, \dots, K_l \text{ et } l = 2, \dots, L-1$. Donc, c_{l+1} est donné par l'expression (6.34). Ceci termine la preuve du Lemme 3. \square

6.3 Résultats Numériques

Nous présentons les performances en taux d'erreur binaire des simulations Monte-Carlo d'un réseau comportant un nœud source, K nœuds relais distribués sur $L-1$ niveaux et un nœud destination. Pour toutes les simulations, la modulation utilisée au nœud source est le BPSK et la destination utilise un décodage à maximum de vraisemblance afin d'estimer les symboles transmis. D'une façon générale, le codage OSTBC et QOSTBC utilisés sont les schémas Alamouti et le QOSTBC 4×4 respectivement. Pour tous nos scénarios, nous supposons que la distance entre le nœud source et la destination est toujours la même. Nous supposons également que la distance entre la source et le 1^{er} niveau de relais, la distance entre des nœuds de deux niveaux consécutifs et la distance entre le dernier niveau et la destination sont toutes égales. L'exposant de perte de propagation *path loss* α est choisi égal à 4. Dans tous les scénarios, la puissance totale du système est supposée fixée à P , et est équitablement partagée entre les nœuds émetteurs. Dans la figure 6.3, nous considérons un réseau à 4 sauts où $K_1 = K_2 = K_3 = 2$ et $L_d = 2$. Nous évaluons le taux d'erreur binaire quand le code Alamouti distribué est utilisé sur le 1^{er} niveau, le 2^{eme} niveau, le 3^{eme} niveau, les deux premiers niveaux, les deux derniers niveaux et sur tous les niveaux de relais,

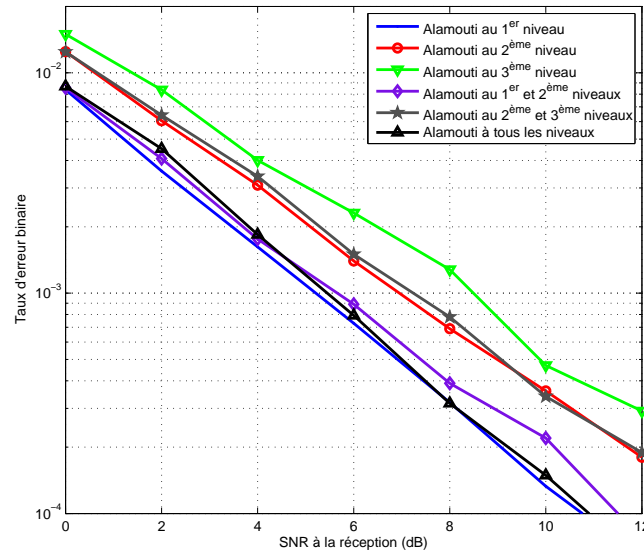


FIGURE 6.3 Taux d'erreur binaire pour un réseau coopératif à 4 sauts à relais multiples

respectivement. Nous constatons que lorsque le code Alamouti est exploité sur tous les niveaux de relais, les deux premiers niveaux de relais ou seulement le premier niveau, les résultats en taux d'erreur binaire sont proches avec une préférence à la technique utilisant Alamouti seulement au premier niveau de relais. En effet, utiliser Alamouti aux premiers niveaux de relais est suffisant pour offrir une protection aux signaux à transmettre sur les prochains sauts. Ceci est seulement possible avec des relais AF. Exploiter le code Alamouti sur les prochains sauts n'augmente pas considérablement la fiabilité de la communication.

La différence entre les taux d'erreurs binaires entre ces trois techniques et la favorisation de celle avec Alamouti seulement au premier niveau est expliquée par ceci : en effet, utiliser Alamouti distribué au 1^{er} niveau et le propager avec des relais AF sur les niveaux suivants permet de conserver la structure du code Alamouti à la destination, permettant ainsi une détection linéaire et rapide des différents symboles transmis. Par contre, en appliquant le code Alamouti à plusieurs niveaux de relais, sa structure est altérée à fur et à mesure que les signaux avancent d'un niveau à un autre. Par conséquent, la robustesse du code est affaiblie.

Profiter du code Alamouti au 2^{ème} niveau ou les deux derniers niveaux de relais nous mène à une conclusion similaire. Par contre, l'utilisation d'Alamouti au der-

nier niveau de relais seulement montre des moins bonnes performances du réseau. Les dégradations en SNR à la valeur $\text{BER}=10^{-3}$ entre le réseau utilisant Alamouti seulement au 1^{er} niveau et celui avec Alamouti seulement au 2^{eme} niveau et celui avec Alamouti seulement au 3^{eme} niveau sont d'environ 2dB et 3.3dB respectivement. Ce résultat est dû à l'utilisation d'une amplification simple des signaux aux premiers niveaux de relais (donc, aucune protection des symboles transmis), avant que les signaux arrivent au saut exploitant un STBC distribué.

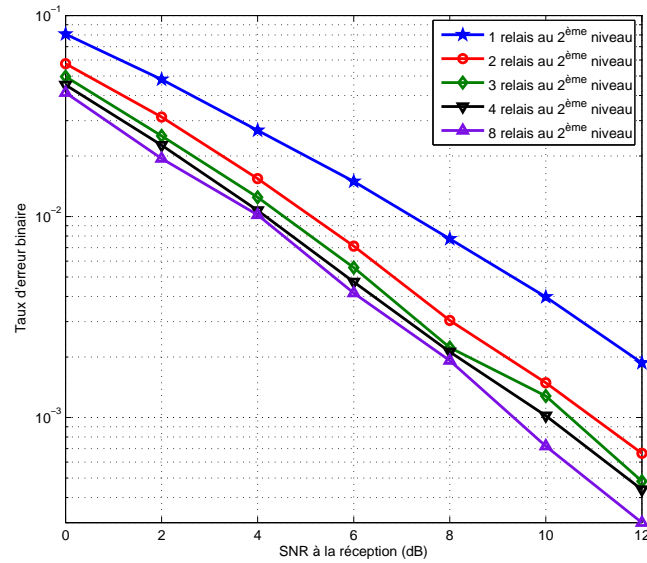


FIGURE 6.4 Taux d'erreur binaire pour un réseau coopératif à 3 sauts et un codage Alamouti distribué sur le 1^{er} niveau de relais seulement

Les figures 6.4 et 6.5 illustrent les BER pour un réseau à 3 sauts avec 2 et 4 nœuds relais au 1^{er} niveau respectivement et K_2 nœuds relais au 2^{eme} niveau. Dans la figure 6.4, le gain en SNR quand K_2 augmente de 1 à 2 et 3 relais à la valeur de $\text{BER}=10^{-2}$ est d'environ 2dB et 2.5dB respectivement. Pour des valeurs de K_2 plus élevées, le gain en SNR est plus faible (moins de 1dB pour $K_2 \geq 4$). Dans la figure 6.5, le gain en SNR est très important lorsque K_2 augmente de 1 à 5 (environ 4dB pour K_2 allant de 1 à 4 à la valeur de $\text{BER}=10^{-3}$). Un gain plus faible est remarqué pour des valeurs de K_2 plus élevées.

Selon nos simulations, augmenter le nombre de relais dans un réseau à sauts multiples est pratique pour un nombre de relais proche de la dimension du code

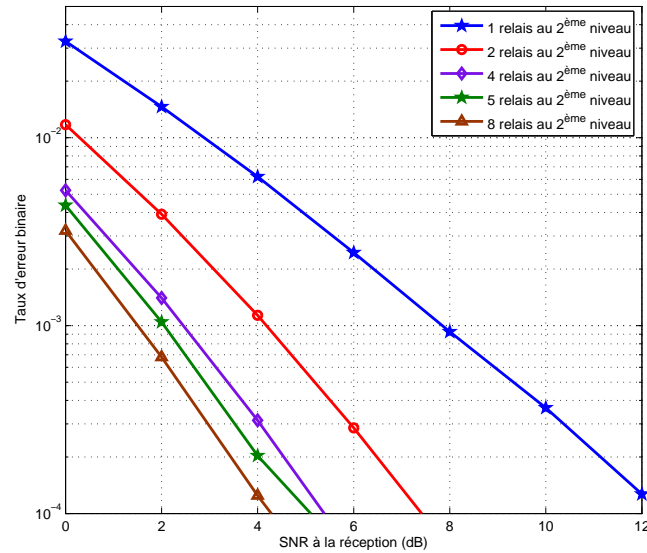


FIGURE 6.5 Taux d'erreur binaire pour un réseau coopératif à 3 sauts et un codage QOSTBC 4×4 distribué sur le 1^{er} niveau de relais seulement

STBC utilisé à chacun des niveaux. Sinon, avec un plus grand nombre de relais, le BER ne s'améliore pas d'une façon significative.

Les figures 6.6 et 6.7 présentent les performances, en termes de BER, de réseaux à L sauts exploitant un codage Alamouti distribué et le codage QOSTBC 4×4 sur le 1^{er} niveau de relais respectivement. Le nombre de relais à chaque niveau est supposé le même qu'au 1^{er} niveau. Dans la figure 6.6, quand L augmente, l'erreur diminue. À la valeur $\text{BER}=10^{-2}$, les gains en SNR sont de l'ordre de 4dB et 8dB pour L passant de 1 à 2 et 3 sauts respectivement. La figure 6.7 illustre le BER pour un réseau comportant 1, 2 et 3 niveaux de relais. Lorsque L augmente, le gain en SNR s'amplifie proportionnellement. En effet, les distances entre des niveaux de relais consécutifs sont de plus en plus petites pour L de plus en plus grand, d'où la qualité des canaux radio est meilleure et les transmissions point-à-point sont plus fiables.

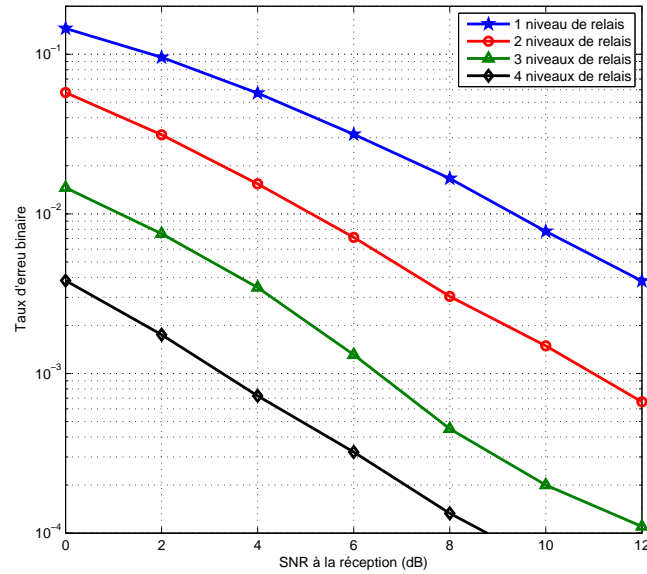


FIGURE 6.6 Taux d'erreur binaire pour un réseau coopératif à L sauts et un codage Alamouti au 1^{er} niveau de relais seulement

6.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié le réseau coopératif multi-sauts à relais multiples, exploitant un codage spatio-temporel distribué. Nous avons analysé le modèle général d'un réseau à L sauts et à relais multiples. Ensuite, nous avons évalué ses performances, en termes de taux d'erreurs binaires, pour différents nombre de niveaux de relais exploitant un codage spatio-temporel distribué. Nous avons fourni également les performances en BER de réseaux fixes avec différent nombre de relais à chaque niveau et différent nombre de sauts. Nous avons trouvé qu'un nombre de nœuds relais proche de la dimension du code STBC distribué utilisé à chacun des niveaux de relais présente une amélioration en BER très importante. De plus, exploiter le code STBC distribué aux premiers niveaux de relais procure le système d'une meilleure fiabilité que s'il était utilisé sur les derniers niveaux.

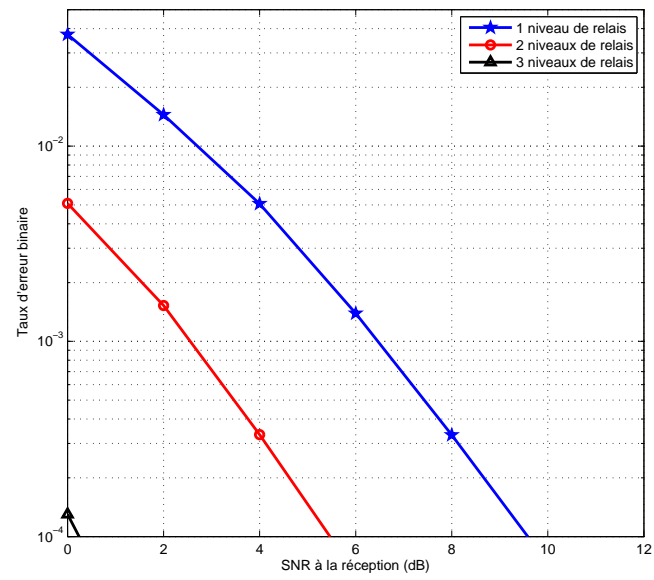


FIGURE 6.7 Taux d'erreur binaire pour un réseau coopératif à L sauts et un codage QOSTBC 4×4 au 1^{er} niveau de relais seulement

Chapitre 7

CONCLUSION ET SUGGESTIONS DE TRAVAUX FUTURS

7.1 Bilan de la recherche réalisée

Dans ce mémoire, nous avons étudié et évalué les performances des réseaux coopératifs à relais multiples utilisant AF ou DF pour les transmissions. Nous avons considéré plusieurs scénarios de transmission où les nœuds relais sont capables d'exploiter le codage spatio-temporel distribué ou le multiplexage spatial distribué afin d'augmenter la fiabilité de la communication.

Dans le chapitre IV, nous avons évalué les performances, en termes de taux d'erreurs binaires, d'un réseau à relais multiples exploitant un codage spatio-temporel distribué à ses relais. Nous avons considéré plusieurs configurations de réseau où le nombre de relais et le nombre de leurs antennes sont différents. Pour des relais AF ou DF, la diversité extraite des résultats de simulation concordent avec l'analyse théorique élaborée dans (Jing et Jafarkhani, 2007) et (Jing et Hassibi, 2005). En outre, vu que la configuration de réseau qui s'approche le plus du cas réel est celle avec des nœuds relais ayant une seule antenne, la technique AF aux relais s'avère préférable. En effet, cette dernière combinée au codage spatio-temporel distribué atteint la même diversité qu'un seul relais MIMO utilisant la technique AF. Ensuite, nous avons supposé une connaissance imparfaite des canaux de transmission aux récepteurs. Avec une telle hypothèse, nous avons trouvé que la phase de relais est plus tolérante sur l'erreur d'estimation du canal au récepteur de 5% plus que l'erreur d'estimation du canal sur la phase de diffusion (Jaafar *et al.*, 2009b).

Dans le chapitre V, nous voulions combiner les bienfaits du codage spatio-temporel distribué et ceux du multiplexage spatial distribué afin de minimiser l'erreur sur la

communication coopérative à deux relais à un taux de transmission fixe. Nous avons alors proposé un protocole de sélection entre Alamouti distribué et le multiplexage spatial distribué basé sur l'estimation du rapport signal-à-bruit aux relais. La valeur estimée du rapport signal-à-bruit est comparée à une valeur de seuil afin de décider sur le mode de transmission à adopter. Ce protocole de sélection décentralisé minimise les communications sur une boucle de retour (pas de communications pour des relais AF) et relaxe le nœud source de tout traitement de sélection puisque ces opérations sont réalisées au niveau des nœuds relais. D'après nos simulations, les performances d'erreur de ce protocole de sélection sont légèrement moins bonnes que celles de la sélection centralisée basée sur la distance Euclidienne (Oyman et Xue, 2007), mais permet de conserver l'énergie et les délais dans le système d'une façon plus efficace (Jaafar *et al.*, 2009a).

Dans le chapitre VI, nous avons réalisé une extension du modèle de réseau du chapitre IV à un réseau en multi-saut. Pour des relais AF à une seule antenne, nous avons développé le modèle du réseau supportant l'utilisation du codage spatio-temporel sur un ou plusieurs niveaux de relais. Ensuite, nous avons évalué le BER de ce système pour différents nombres de relais et de sauts. Nos résultats de simulation montrent que l'utilisation d'un petit nombre de relais (un nombre proche des dimensions du code utilisé) à chaque niveau est suffisant pour garantir un meilleur taux d'erreur sans pénaliser les ressources disponibles. D'autre part, utiliser le codage spatio-temporel aux premiers sauts offre une meilleure fiabilité de la communication que l'utiliser sur les derniers sauts. Ceci est dû à la protection additionnelle du code sur les premiers sauts véhiculée par les relais AF (pas réalisable avec des relais DF).

7.2 Améliorations et suggestions de travaux futurs

Notre étude englobe plusieurs analyses associées aux communications coopératives à relais multiples. Nous nous sommes intéressés à des différents scénarios de communication incluant à chaque fois des hypothèses qui rapprochent notre modèle du cas réel. Toutefois, certaines améliorations peuvent être réalisées :

- La condition sur l'égalité de puissance entre les phases de transmission peut être relaxée. En effet, les équipements mobiles peuvent avoir des puissances d'émission différentes dans le cas réel.
- Pour le protocole de sélection, l'étude a été faite pour une modulation BPSK

au nœud source et une transformation pour QPSK aux relais lorsqu'il s'agit du codage Alamouti distribué. Cette transformation est plus compliquée si le taux de transmission augmente (et la taille des constellations associées). Un sujet intéressant sera de trouver un type de modulation qui permet cette transformation d'une façon flexible et facile à implémenter, et valable pour d'autres schémas de codes plus complexes (ex : OSTBC, QOSTBC, etc.).

- Dans notre modèle de réseau à sauts multiples, les distances entre la source, les niveaux de relais et la destination sont toutes supposées égales. Or, les distances peuvent être différentes. L'évaluation des performances du réseau en fonction de la distance sera une bonne extension à ce travail.

Dans des travaux futurs, apporter ces améliorations à notre travail actuel sera important. Par ailleurs, généraliser nos modèles de communication coopérative dans un environnement plus vaste sera intéressant. En effet, considérons un réseau sans-fil où plusieurs nœuds existent sur une surface donnée (distribués aléatoirement ou arbitrairement). À un instant donné, un nœud peut jouer le rôle d'un nœud source, ou d'un nœud destination ou aucun des deux (dans ce cas, soit il est inactif ou bien il joue le rôle d'un nœud relais pour une communication entre une source et une destination). Plusieurs problèmes apparaissent dans ce cas de figure :

- À un instant donné, vu les positions et les canaux qui existent entre les sources et les destinations, est-il toujours nécessaire de coopérer ?
- Si un nœud source a besoin de nœuds relais pour que sa communication soit fiable, de combien de relais aura-t-il besoin ? Quel codage spatio-temporel sera utilisé au niveau des relais ? Et quel est le délai qui sera causé ?
- Dans le même cas de figure, si on suppose que les nœuds transmettent à la même bande fréquentielle, des interférences peuvent dégrader la qualité des communications. Alors, comment peut-on arranger les transmissions afin de minimiser les interférences et augmenter le débit du réseau ? Et comment peut-on garantir l'équité entre les nœuds de point de vue accès aux ressources du réseau (nombre de paquets transmis/reçus/relayés dans le réseau).

Tous ces points présentent des sujets de recherche intéressants pour les communications coopératives à relais multiples.

Références

- 119-REV2(WG2), C. . T. (1991). « Urban transmission loss models for mobile radio in the 900- and 1,800-mhz bands ».
- ALAMOUTI, S. (1998). « A simple transmit diversity technique for wireless communications ». *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, 16, 1451–1458.
- ALAZEM, F. (2008). « *Techniques Adaptatives de Codage Coopératif pour des Réseaux de Télécommunications sans-fil* », Mémoire présenté en vue de l’obtention du diplôme de maîtrise ès sciences appliquées à l’École Polytechnique de Montréal.
- CHAE, C.-B., KATZ, M., SUH, C. et JEONG, H. (2004). « Adaptive spatial modulation for Mimo-Ofdm ». *Proc. IEEE Wireless Commun. and Network. Conf., WCNC*. vol. 1, 87–92 Vol.1.
- COVER, T. et GAMAL, A. (1979). « Capacity theorems for the relay channel ». *IEEE Trans. Inf. Theory*, 572–84.
- ERCEG, V., GREENSTEIN, L., TJANDRA, S., PARKOFF, S., GUPTA, A., KULIC, B., JULIUS, A. et BIANCHI, R. (1999). « An empirically based path loss model for wireless channel in suburban environments ». *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, 17, 1205–1211.
- FEHER, K. (1995). « *Wireless Digital Communications* », Feher/Prentice Hall Digital and Personal Wireless Communication Series, Upper Saddle River, NJ.
- FRIGON, J. (2008). « *Systèmes de communications sans-fil* », Notes du cours ELE6709 de l’École Polytechnique de Montréal.
- GUEY, J., FITZ, M., BELL, M. et KUO, W. (1996). « Signal design for transmitter diversity wireless communication systems over rayleigh fading channels ». *Proc. IEEE VTC, Atlanta, GA*. vol. 1, 136–140.
- HACCOUN, D. (2008a). « *Détection, décision, estimation des signaux* », Notes du cours ELE6701A de l’École Polytechnique de Montréal.
- HACCOUN, D. (2008b). « *Théorie des Communications* », Notes du cours ELE6703 de l’École Polytechnique de Montréal.
- HATA, M. et NAGATSU, T. (1980). « Mobile location using signal strength measurements in cellular systems ». *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 29, 245–251.

- HEATH, R. et PAULRAJ, A. (2005). « Switching between diversity and multiplexing in MIMO systems ». *IEEE Trans. Commun.*, 53, 962–968.
- HOCHWALD, B., MARZETTA, T. et PAPADIAS, C. (2001). « A transmitter diversity scheme for wideband CDMA systems based on space-time spreading ». *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, 19, 48–60.
- HUA, Y., MEI, Y. et CHANG, Y. (2003). « Wireless antennas - making wireless communications perform like wireline communications ». *Proc. IEEE Topical Conf. Wireless Commun. Tech.* 47–73.
- HUNTER, T. (2004). « *Coded cooperation : a new framework for user cooperation in wireless systems* », Thèse de doctorat à l'Université du Texas, Dallas, Richardson, Texas, USA.
- HUNTER, T. et NOSRATINIA, A. (2006). « Diversity through coded cooperation ». *IEEE Trans. Commun.*, 5, 283–289.
- JAAFAR, W., AJIB, W. et HACCOUN, D. (2009a). « Adaptive transmission in cooperative wireless communications ». *Proc. Int. Conf. IFIP Wireless Days, Paris*.
- JAAFAR, W., AJIB, W. et HACCOUN, D. (2009b). « Performance evaluation of distributed STBC in wireless relay networks with imperfect CSI ». *Proc. Int. Symp. Personal, Indoor and Mobile Radio Comm., PIMRC*.
- JAAFAR, W., AJIB, W. et HACCOUN, D. (2010). « On the performance evaluation of distributed STBC in multi-hop wireless relay networks ». *Proc. European Wireless Int. Conf. (soumis)*.
- JAFARKHANI, H. (2005). « *Space-Time Coding : Theory and Practice* », Cambridge University Press.
- JAKES, W. (1974). « *Microwave Mobile Communications* », Wiley, New York.
- JING, Y. et HASSIBI, B. (2005). « Cooperative diversity in wireless relay networks with multiple-antenna nodes ». *Proc. Int. Symp. Inf., ISIT*. 815–819.
- JING, Y. et HASSIBI, B. (2006). « Distributed Space-Time Coding in wireless relay networks ». *IEEE Trans. Wireless Commun.*, 5, 3524–3536.
- JING, Y. et JAFARKHANI, H. (2007). « Using Orthogonal and Quasi-Orthogonal designs in wireless relay networks ». *IEEE Trans. Inf. Theory*, 53, 4106–4118.

- KIM, S. et CHERUKURI, R. (2005). « Cooperative Spatial Multiplexing for high-rate wireless communications ». *Proc. IEEE 6th Workshop Signal Proc. Adv. in Wireless Commun.* 181–185.
- KRAMER, G., GASTPAR, M. et GUPTA, P. (2005). « Cooperative strategies and capacity theorems for relay networks ». *IEEE Trans. Inf. Theory*, 3037–63.
- LANEMAN, J., TSE, D. et WORNELL, G. (2004). « Cooperative diversity in wireless networks : Efficient protocols and outage behavior ». *IEEE Trans. Inf. Theory*, 50, 3062–3080.
- LANEMAN, J. et WORNELL, G. (2003). « Distributed Space-Time-Coded protocols for exploiting cooperative diversity in wireless networks ». *IEEE Trans. Inf. Theory*, 49, 2415–2425.
- LANEMAN, J. N. et WORNELL, G. (2001). « An efficient protocol for realizing cooperative diversity in wireless networks ». *Proc. Int. Symp. Inf., ISIT. Washington DC, USA*. 294.
- OGGIER, F. et HASSIBI, B. (2006). « An algebraic family of distributed Space-Time Codes for wireless relay networks ». *IEEE Trans. Inf. Theory*, 538–541.
- OGGIER, F. et HASSIBI, B. (2007). « A coding scheme for wireless networks with multiple antenna nodes and no channel information ». *Proc. Int. Conf. Acoustics, Speech and Signal Proc., ICASSP*. vol. 3, III–413–III–416.
- OGGIER, F. et HASSIBI, B. (2008). « Code design for multihop wireless relay networks ». *EURASIP J. Adv. Signal Proc.*, 2008, 1–12.
- OKUMURA, Y., OHMURI, E., KAWANO, T. et FUKUDA, K. (1968). « Field strength and its variability in vhf and uhf land mobile radio service ». *Rev. ECL*, 16, 825–873.
- OYMAN, O. et XUE, F. (2007). « Antenna selection, diversity coding and spatial multiplexing in cooperative wireless networks ». *Proc. Asimolar Conf. in Signals, Systems and Computers , ACSSC*. 814–818.
- PAPADIAS, C. (1999). « On the spectral efficiency of Space-Time spreading schemes for multiple antenna Cdma systems ». *Proc. Asilomar Conf. on Signals, Systems and Computers, Pacific Grove, CA*. vol. 1, 639–643.
- PAPOULIS, A. (1984). « *Probability, Random Variables, and Stochastic Processes* », McGraw-Hill, New York, NY.

- PAPOULIS, A. (2001). « *Digital Communications* », McGraw-Hill.
- PAULRAJ, A. et NABAR, R. (2006). « *Introduction to Space-Time Wireless Communications* », Cambridge University Press.
- RAPPAPORT, T. (1996). « *Wireless Communications : Principles and Practice* », Prentice-Hall, Inc., Upper Saddle River, New Jersey,.
- REZKI, Z. (2008). « *Étude des Limites de Performances des Systèmes de Communication à Antennes Multiples* », Thèse présentée en vue de l'obtention du diplôme de Philosophie Doctor à l'École Polytechnique de Montréal.
- SENDONARIS, A., ERKIP, E. et AAZHANG, B. (2003). « User cooperation diversity. part i. system description, part ii. implementation aspects and performance analysis ». *IEEE Trans. Commun.*, 51, 1927–1948.
- SESHADRI, N. et WINTERS, J. (1994). « Two signaling schemes for improving the error performance of frequency-division-duplex (FDD) transmissions systems using transmitter antenna diversity ». *Int. J. Wireless Inf. Net.*, 1, 49–60.
- TAROKH, V., SESHADRI, N. et CALDERBANK, A. (1998). « Space-Time Codes for high data rate wireless communication : Performance criterion and code construction ». *IEEE Trans. Inf. Theory*, 44, 744–765.
- TSE, D. (2005). « *Fundamentals of wireless communication* », Cambridge.
- WOLNIANSKY, P. W., FOSCHINI, G. J., GOLDEN, G. D. et VALENZUELA, R. A. (1998). « V-blast : an architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel ». *Proc. Int. Symp. Signals, Syst., and Elect., ISSSE*. 295–300.
- YANG, S. et BELFIORE, J.-C. (2007a). « distributed Space-Time codes for the multi-hop channel ». *Proc. Int. Workshop on Wireless Net. : Commun., Cooperation and Competition (WNC3'07), Limassol, Cyprus*.
- YANG, S. et BELFIORE, J.-C. (2007b). « Diversity of MIMO multihop relay channels - part i : Amplify-and-Forward ». *submitted to IEEE Trans. on Inf. Theory*.
- YOO, T. et GOLDSMITH, A. (2004). « MIMO capacity with channel uncertainty : Does feedback help? ». *Proc. IEEE Global Telecomm. Conf.* 96–100.
- ZHANG, Y., WANG, G. et AMIN, M. (2006). « Cooperative spatial multiplexing in multi-hop wireless networks ». *Proc. Int. Conf. Acoustics, Speech and Signal Proc., ICASSP*. vol. 4, IV–IV.